



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.

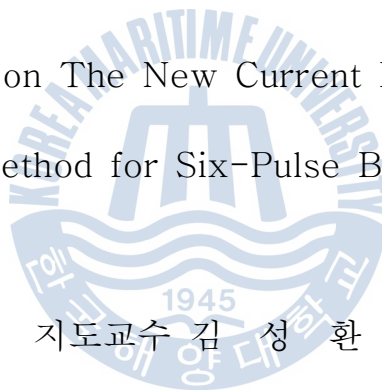
이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

6-펄스 정류기를 위한 새로운 고조파전류 저감 방식에 관한 연구

A study on The New Current Distortion
Suppression Method for Six-Pulse Bridge Rectifiers



지도교수 김 성 환

2014년 8월

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

안 재 홍

본 논문은 안재홍의 공학석사 학위논문으로 인준함.

위원장 공학박사 김종수 (印)

위 원 공학박사 오세진 (印)

위 원 공학박사 김성환 (印)



2014년 8월

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

안재홍

목 차

List of Tables	v
List of Figures	vi
Abstract	ix
1. 서 론	1
1.1 연구배경 및 동향	1
1.2 연구 목적과 구성	2
2. 이론적 배경	4
2.1 고조파	4
2.1.1 배경	4
2.1.2 해상용 전기장치의 사용	7
2.1.3 주 추진 드라이브	10
2.2 고조파 발생	13
2.2.1 고조파의 생성	13
2.2.2 고조파 전류의 특성	19
2.2.3 임피던스의 고조파 전류 영향	24
2.2.4 전압 왜곡 계산	25
2.2.5 고조파 요소	28
2.2.6 라인 노칭	29
2.2.7 중 고조파	32
2.2.8 저조파	36
3. 고조파 완화 및 저감 대책	37
3.1 3상 3선 배선시스템	37
3.1.1 위상이동	37
3.1.2 능동 필터	38

3.2 3상 4선 배선시스템	38
3.2.1 ZERO SEQUENCE 변압기	38
3.2.2 능동필터	39
3.3 3상 교류 및 직류 구동장치용 표준 리액터	40
3.3.1 교류 라인 리액터	41
3.3.2 직류 버스 리액터	42
3.3.3 교류 라인 리액터 & 직류 버스 리액터	42
3.4 3상 교류 및 직류 구동장치용 특수 리액터	42
3.4.1 광폭필터	42
3.4.2 이중리액터	44
3.5 수동 L-C 필터	45
3.6 위상이동 변압기	47
3.7 전자필터	48
3.7.1 능동필터	48
3.7.2 능동-수동 필터	49
4. 본 논문에서 제안하는 고조파 저감방식	51
4.1 파형정형 원리	51
4.2 전류기준치 산정	56
5. 컴퓨터 시뮬레이션	57
6. 결론	64
참고문헌	65

List of Tables

Table 1 Harmonic Sequence Components for 6-Pulse Rectifier 28



List of Figures

Fig. 2.1 Input Waveforms (440V) to 6-Pulse DC SCR Drive	5
Fig. 2.2 Line-to-line Voltage (440V) at Input to a 6-Pulse DC SCR Drive	5
Fig. 2.3 Line-to-line Volts on Ship with Four 1100kW/1500 HP AC SCR Converter-fed Thruster Motors	6
Fig. 2.4 Primary Voltage (11kV) of Transformer Supplying a 2 MW (2680 HP) Variable Frequency Drive	6
Fig. 2.5 Typical Power System Single Line Diagram for DPS-3 Drilling Rig	7
Fig. 2.6 Electrically-driven Podded Propulsor	11
Fig. 2.7 Dynamically-positioned Suttle Tanker Equipped with AC Electric Variable Speed Main Propulsion and Turusters	12
Fig. 2.8 Voltage and Current Waveforms for Linear Load	13
Fig. 2.9 Single Phase Full Wave Rectifier	14
Fig. 2.10 Load and AC Supply Currents	14
Fig. 2.11 Simple Single Line Diagram	15
Fig. 2.12 Load Current and Volt Drop Waveforms	15
Fig. 2.13 How Voltage Distortion is Produced (Simplified)	16
Fig. 2.14 Typical Computer Nonlinear Load	16
Fig. 2.15 Single-phase Switched Mode Power Supply	17
Fig. 2.16 Harmonic Spectrum of Currents Drawn by Computer Switched Mode Power Supply	18
Fig. 2.17 Construction of Complex Wave	18
Fig. 2.18 Computer Power Supply with Single-phase Full Wave Bridge Rectifier	20
Fig. 2.19 Computer Switch Mode Supply Input Current Waveform	21
Fig. 2.20 Typical Waveform from Computer Switched Power Supply	21
Fig. 2.21 Typical 6-Pulse PWM AC Drive	22

List of Figures

Fig. 2.22 6-Pulse AC PWM Drive Input Current Waveforms for One Phase ·	23
Fig. 2.23 Typical Harmonic Spectrum for 6-Pulse AC PWM Drive ·········	23
Fig. 2.24 Distorted Currents Induce Voltage Distortion ·········	24
Fig. 2.25 How Individual Harmonic Voltage Drops Develop Across System Impedance ·········	25
Fig. 2.26 Simple Three-phase SCR Bridge for Phase Control ·········	29
Fig. 2.27 Exaggerated Example of "Line Notching" ·········	30
Fig. 2.28 Voltage Notching due to SCR Bridge Commutation ·········	31
Fig. 2.29 SCR Line Notching and Associated "Ringing" ·········	32
Fig. 2.30 Cycloconverter Current Spectrum-Include Interharmonics ·········	33
Fig. 2.31 Waveform Containing both Harmonics and Interharmonics ·········	34
Fig. 2.32 Peak Voltage Deviations due to Interharmonics Voltage ·········	35
Fig. 3.1 Phase shifting of three-wire nonlinear loads ·········	38
Fig. 3.2 Zero sequence transformer on four-wire system ·········	39
Fig. 3.3 Block diagram of active filter on four-wire application ·········	40
Fig. 3.4 Circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive ·········	41
Fig. 3.5 Wide spectrum filter schematic ·········	43
Fig. 3.6 Duplex reactor schematic ·········	44
Fig. 3.7 Outputs of duplex reactor ·········	45
Fig. 3.8 Simplified connection of multi-limbed passive filter ·········	46
Fig. 3.9 Simplified "drive applied" filter for variable speed drive ·········	46
Fig. 3.10 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer ·········	47
Fig. 3.11 Block diagram of shunt connection active filter ·········	48
Fig. 3.12 Theoretical shunt passive-active hybrid filter ·········	50
Fig. 4.1 Proposed configuration with high-quality input/output waveforms ·······	51
Fig. 4.2 Switching process of switches S_1 and S_2 ·········	52

List of Figures

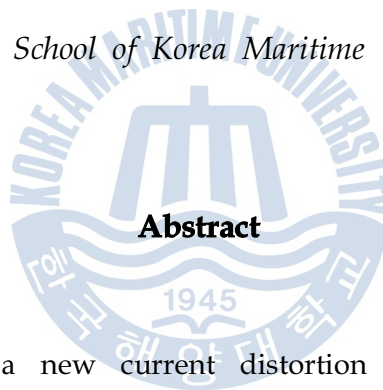
Fig. 4.3 Geometry of the semitriangular currents	52
Fig. 4.4 Currents I_{S1} and I_{S2}	53
Fig. 4.5 Construction of the input current I_A	54
Fig. 4.6 Construction of the input current I_B	55
Fig. 4.7 Construction of the input current I_C	55
Fig. 5.1 Simulation program diagram of the conventional rectifier	57
Fig. 5.2 Simulation program diagram of the proposed rectifier	57
Fig. 5.3 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A , THD of I_A without switch $\alpha = 0^\circ$	59
Fig. 5.4 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A , THD of I_A , rectifier output current I_{s1} , I_{s2} with switch $\alpha = 0^\circ$	60
Fig. 5.5 Current I_a , I_c , source current I_A and THD of I_A without switch $\alpha = 30^\circ$	62
Fig. 5.6 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A , THD of I_A , rectifier output current I_{s1} , I_{s2} with switch	63

A Study on The New Current Distortion Suppression Method for Six-Pulse Bridge Rectifiers

by Ahn, Jae Hong

Department of Ocean Systems Engineering

Graduate School of Korea Maritime University



Abstract

This paper presents a new current distortion suppression method for six-pulse bridge rectifiers, whereby high quality waveforms at both ends of the rectifier are possible. The methodology involves accurate shaping of the dc current by using two forced commutated switches. It is demonstrated by digital simulation that this action on the dc side is reflected back on the ac side, and as a result, perfect sinusoidal input currents are achieved. In addition, ripple-free voltages and currents are obtained on the dc side by using electrolytic capacitors and smoothing reactors.

제 1 장 서 론

1.1 연구배경 및 동향

최근에 다양한 전력변환소자의 개발에 힘입어 이러한 소자들을 채용한 전력 전자장비들이 각종 선박뿐 아니라 해양플랜트 등에도 사용되고 있다. 그러나 이러한 장비들을 사용할 경우 선박이나 플랜트내의 전력품질을 현저히 저하시켜 다른 장비나 시스템에 악영향을 끼칠 수 있다. 따라서 전력품질을 일정 수준 이상으로 안정되게 확보하기 위한 대책이 필요하다.

선박이나 플랜트에서의 양질의 안정된 전력공급은 선박 및 승무원의 안전뿐 아니라 해양환경보호를 위해서도 필수적이다. 전력공급의 이상으로 추진기나 항해장비가 제대로 동작하지 않으면 심각한 결과를 초래할 수 있다.

전력의 품질을 평가하는 데 있어서 가장 중요한 점은 공급 전압파형의 왜곡 정도이다. 이는 주로 정현파형의 잔류가 아닌 비선형전류를 발생시키는 전력전자장치의 사용에 기인한다. 비선형전류의 원인이 되는 비선형 특성을 갖는 전자기기들의 사용으로 고조파 전류가 전력계통에 포함되며 이로 인해 발생하는 전압의 왜곡 영향을 받는다.

전력변환장치에서 다이오드를 이용하는 정류기는 산업현장에서 널리 응용되고 있다. 그러나 입력전류에 많은 저차고조파가 포함되어 공급전압을 왜곡시켜 전력의 품질을 저하시키므로 이를 완화시킬 수 있는 적절한 설비가 필요하다.

고출력 장치에는 정류기에 의해 전력시스템에 유입되는 고조파전류를 감소시키기 위해 수동필터(passive filter)를 설치하는 것이 일반적이다. 하지만 필터설치로 인해 부피가 크게 증가하고 전 시스템의 가격이 상승한다.

고조파 저감을 위해 선택할 수 있는 또 하나의 방법은 능동필터(active filter)이다. 그러나 이 방법도 비용이 높고, 전체시스템 및 제어가 복잡해지는 단점이

있다. 그 외에, 스위칭 장치를 추가하거나 다양한 수동소자를 사용하여 고조파를 저감하는 방식들이 제안되었지만 일반적으로 너무 복잡하여 고출력장치에는 적용하기가 용이하지 않다.

1.2 연구 목적과 구성

6-펄스 브리지 정류기의 비선형 동작은 입력 전류를 크게 왜곡시키고 이것은 전원전압의 변형을 야기한다. 따라서 같은 전원버스에 연결된, 전원에 민감한 장비들의 오동작을 유발시킬 수 있다. 또한, 입력전류가 왜곡되면 전선, 변압기 등의 범용 장비의 정격을 증가시켜야할 뿐 아니라 통신 라인과의 간섭으로 인해 유해한 공진현상을 발생시킬 수도 있다.

ABS Guidance(Control of Harmonics in Electrical Power System, 2006), IEEE 519 (1992), IEC 1000-3-2 (1995), IEC 61000-3-4 (1998) 등에서는 전원품질을 일정 허용수준 이상으로 유지하기 위한 새로운 표준들을 제안하였다. 이러한 표준을 충족하기 위해 많은 방법들이 최근에 제안되고 있다.

본 논문에서는 6-펄스 브리지 정류기를 사용시에 효율적인 전류 왜곡 억제 방법에 대해 제안하고 있다. 두 개의 강제 전류 스위치를 사용함으로써 DC 전류파형을 정확한 모양으로 정형하는 방식이다. DC 측 전류파형의 정형이 AC 측에 반영되어 결과적으로 완벽한 사인파 전류의 입력이 이루어지는 것을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한 커패시터와 리액터를 사용함으로써 리플이 거의 없는 직류 전압 및 전류를 얻을 수 있었다. 비교적 단순한 제어회로를 이용하여 DC→AC와 AC→DC작용을 가능하게 할 수 있는데, 이것은 다른 방식에 비해 변동을 잘 추적할 수 있고 반도체 소자의 손상을 줄일 수 있게 만들어 준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

1장 서론에서는 연구배경, 동향, 연구목적 및 논문 구성에 대해 기술하고,

2장에서는 고조파전류 및 전압왜곡이 발생하는 원인과 영향에 대하여 서술하였다.

3장에서는 고조파 전류를 저감시키기 위해 지금까지 제안되었던 방식 및 장치들을 소개하였고 각각이 지니고 있는 특징 및 장·단점을 기술하였다.

4장에서는 본 논문에서 제안하는, 6-펄스 전파 정류기를 위한 새로운 고조파 전류 저감방식의 이론적인 배경 및 제어방식 등을 상세히 기술하였다.

5장에서는 본 논문에서 제안한 고조파 저감방식의 유효성을 확인하기 위하여 소프트웨어 PSIM을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

6장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 고조파 저감방식의 연구결과를 요약하고 평가하였으며 향후 과제에 대하여 언급하였다.

제 2 장 이론적 배경

2.1 고조파

2.1.1 배경

최근 몇 년간, 전력 전자 장비가 선상과 해양플랜트 설치 및 실전용으로 상당한 증가를 가져 왔다. 이 장비들의 운용은 전력 및 장비의 역 효과의 결과를 최소화하기 위해서 측정이 시행되어야 할 정도로 전력 품질이 상선 또는 해양플랜트 설치에 상당히 감소시키는 많은 원인을 가지고 있다.

전압 공급 장치의 품질과 안전은 선박과 승무원의 안전과 해양 환경의 보호에 중요하다. 추진 또는 항해 시스템과 같은 장비의 고장이나 오작동으로 인해 바다 또는 가까운 근해에서 심각한 사고와 같은 결과를 야기할 수 있다. 예를 들어, 대부분의 전력 품질 문제는 일시적으로 발전기 조절장치의 상태와 전압 및 주파수의 수준을 이전 상태로 회복시키기 전에 대형 전기 스러스터 모터 시동 시 순간적으로 전압 및 주파수를 떨어뜨리는 결과를 야기하는 등의 결과로 이어진다.

그러나 전력 계통에서의 특정 전력 품질 문제는 전압 공급 장치에서 비선형 전류로 이동하는 전자 장치들의 작동에 의해서 야기되는 전압 공급 장치들의 고조파 왜곡과 같은 것이다.

발전기, 교류전동기 및 변압기와 같은 비선형 장비 역시 대부분의 선형 장비와 동일하게 그 장비들이 야기하는 고조파 전류와 이에 따른 전압 왜곡에 의해서 영향을 받을 수 있다. 고조파 정상상태와 연속적인 고조파 왜곡처럼 고조파와 관련된 전력 품질 문제는 해양 안전 관점에 대해서 중요한 관심사항이며 이와 더불어 고조파 왜곡의 악영향에 대해서 해양 및 해양플랜트 계통 및 장비 대부분의 신뢰성 및 성능평가를 수행하여야 한다.

고조파의 심각한 영향과 해양 및 해양플랜트 공급 전압 파형에서 관련된 전력 품질 영향은 전기의 가변적인 속도 장치들에 기인하기 때문이다. 이에 대한 예는 Fig. 2.1 ~ Fig. 2.4에서 확인 할 수 있다.

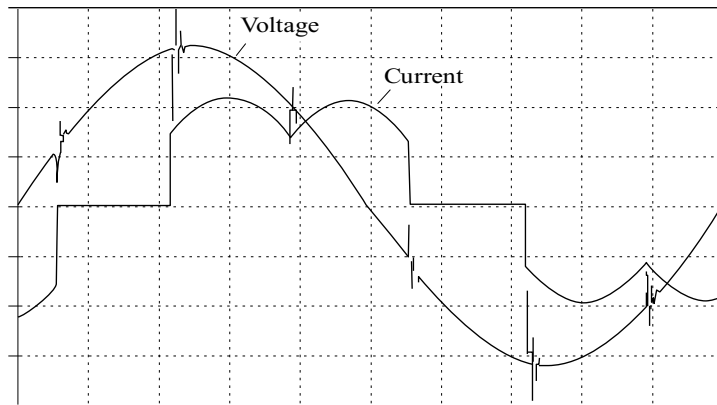


Fig. 2.1 Input Waveforms (440V) to 6-Pulse DC SCR Drive

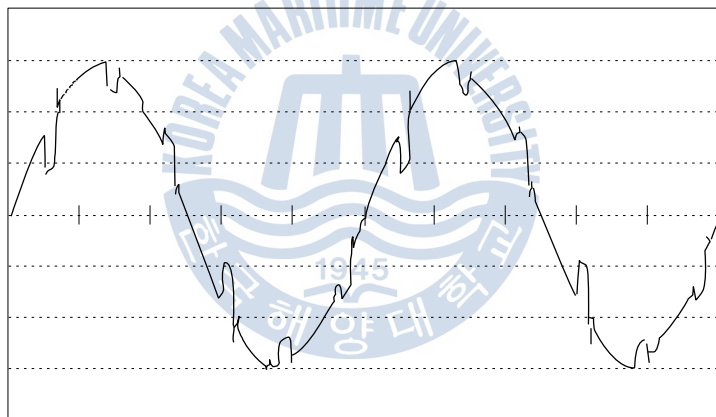


Fig. 2.2 Line-to-line Voltage (440V) at Input to a 6-Pulse DC SCR Drive

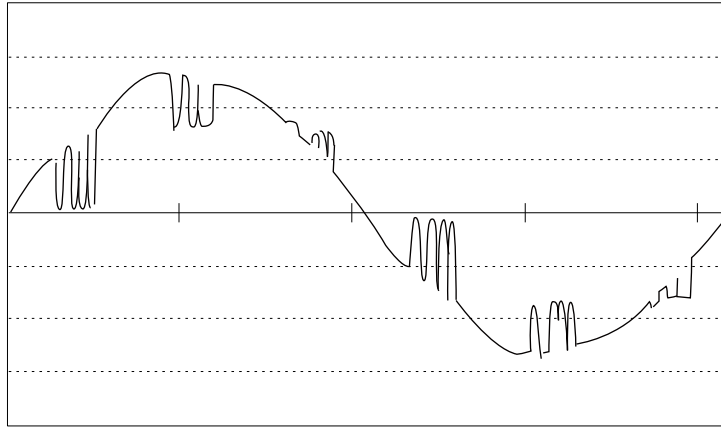


Fig. 2.3 Line-to-line Volts on Ship with Four 1100kW/1500 HP
AC SCR Converter-fed Thruster Motors

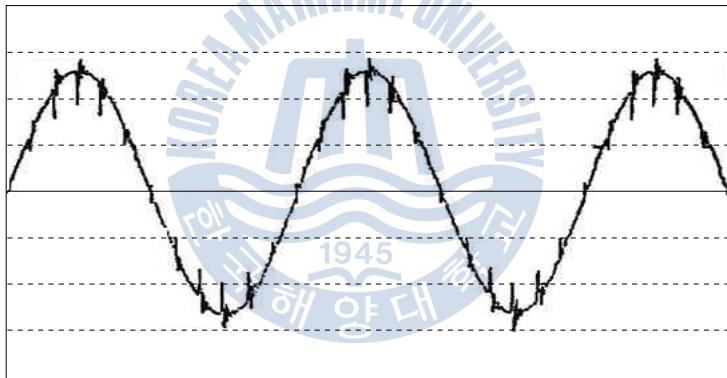


Fig. 2.4 Primary Voltage (11kV) of Transformer Supplying a 2 MW
(2680 HP) Variable Frequency Drive

고조파 전압 왜곡 영향 및 가능한 일련의 결과들의 문제들이 최근 크게 대두되고 있으며 그것들은 장비의 오작동 또는 고장의 중요한 원인들이다. 이런 문제들은 주로 교류 및 직류의 다양한 속도 장치인 메인 추진기, 서러스터 및 다른 장비들에 사용되는 고효율 비선형 장비의 사용에 기인한 것이다. 따라서 각 선종에서 허용하는 고조파 전압 왜곡의 크기에 대한 제한도 추진되고 있는 실정이다.

아래 Fig. 2.5는 지금까지 몇몇 선박에 적용되고 있으며 신뢰성 및 가장 보편적인 전기 가변 속도 장치의 예시를 보여준다.

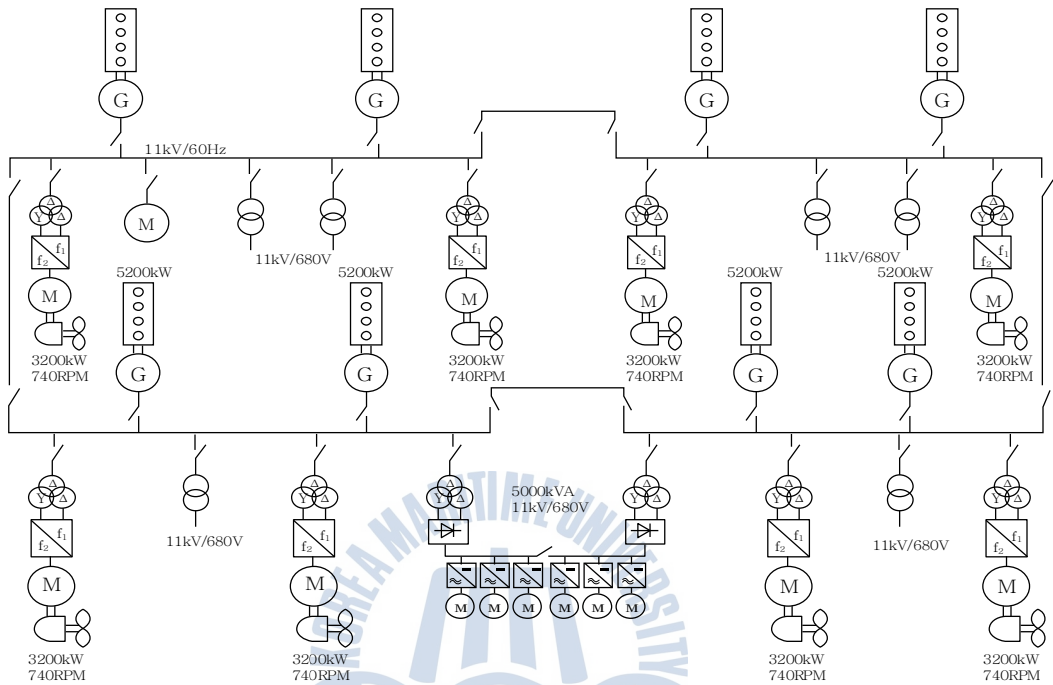


Fig. 2.5 Typical Power System Single Line Diagram for DPS-3 Drilling Rig

2.1.2 해상용 전기 장치의 사용

20세기 전반까지 선박의 대부분은 스팀 터빈 또는 디젤 엔진 구동 장치를 사용하였다. 직류 발전기가 보편화 되면서 선박은 직류전동기를 이용하게 되면서 카고 윈치, 윈드라스, 펌프, 팬 및 다른 보조 구동 장비를 포함한 다수의 장비에 전력을 공급하게 되었다. 속도 제어는 전자기 전압 제어 및 필드 제어를 위한 저항 기반 제어 시스템을 사용하여 손쉽게 제어가 가능하게 되었다. 전압 변환(예를 들어 교류→직류)이 필요하지 않기 때문에 해당 타입의 장비에서도 고조파 전류가 발생하지 않는다.

1960대 초부터 교류전동기는 교류전압 공급이 일반화 되면서 새로이 건조되는 선박에 설치되기 시작하였다. 교류 전원의 사용으로 전동기 속도 제어를 사

전에 구성하여 더 쉽게 제어가 가능하게 되었다. 속도 제어의 필요성이 고려되어지는 업무(예를 들면, 윈드라스 또는 무어링 윈치 장치)을 위해서 AC 모터-DC 발전기 시스템인 "Ward-Leonard"를 포함한 특별한 시스템이 개발되었다. Ward-Leonard는 구동 부하 전원을 DC 모터에 공급하도록 설정한다.

DC 구동 모터의 전압과 그에 따른 속도 및 토크는 고정 속도 AC 모터에 의해서 구동하는 Ward-Leonard DC 발전기의 자극에 의해서 제어되며 필드 제어 장치는 위에서 요구하는 기저속도로 이동하여야 한다. 이 경우 AC에서 DC로 전압 변환이 필요하지 않게 된다. 따라서, 고조파 왜곡은 문제가 되지 않는다.

1960년대 중후반에는 가변 속도 제어 시스템 기반의 1세대 고체 상태 SCR("silicon controller rectifier" 또는 "thyristor")가 DC 모터의 제어를 위해 도입되었다. AC 전압에서 DC 전압 전력 변환 과정에서 고조파 전류가 공급 임피던스와 상호 작용하여 생성되는 고조파 전압 왜곡의 결과를 야기하여 비선형 전류를 만들게 된다. 또한 전기 회로망과 관련한 고조파 이론은 20세기 초 이후에 알려지게 되었지만, 최근 상대적으로 그것을 측정 가능한 모니터링 장비들의 효과성 및 정확성에 반론의 여지가 많다.

1960년대 중반에서부터 DC SCR을 위한 일반적인 장비들이 AC 선박에 도입되기 시작하였다. 그것들은 윈드라스, 무어링 윈치 및 몇몇 카고 윈치들로서, 주요 기관실 보조 장치들이다. 반면에 펌프, 팬, 압축기 및 다른 장비들은 바이패스 시스템, 밸브 조절기 및 유량 조절에 사용되는 댐퍼 제어기와 함께 고정 속도 AC 모터에 의해서 구동된다.

1960년 중반이후부터는 DC SCR 장치가 메인 추진을 위한 드릴링 리그, 머드 펌프, 앵커 윈드라스 및 다른 임무에도 광범위하게 사용되었다. Fig. 2.5에서 확인할 수 있듯이 DC SCR 장치는 AC 장치를 대신하여 현재까지 주로 사용되고 있다.

1970년대 후반에서 1980년대 초까지는 AC 가변 주파수 구동장치("VFD" 또는 "Inverters")는 두 개의 "quasi square wave drives"와 "current source drives" 등 다양한 형태로 개발되었다. 하지만, 1980년 후반에 "PWM"(Pulse Width Modulation)의 형태인 AC 구동장치 기술이 수많은 선박에 적용되기 시작하였다.

강력하고 가변 속도 제어 필요한 분야인 오프쇼어에서는, DC SCR 구동장치가 대부분 일반적으로 사용되었다. DC SCR 구동장치는 1990년 초에서 중반까지 큰 문제없이 사용되었다. 하지만, 그 시기부터 AC 모터의 물리적 크기, 성능, 유지비용 절감 등의 변수가 DC 모터, 비용, AC 구동장치의 지속적인 개선과 비교됨에 따라 AC 장치의 대중화를 이끌기 시작하였다. Fig. 2.5에서 확인할 수 있듯이 AC PWM 구동장치는 대부분 드릴링 리그 장치인 DC 구동장치를 완벽하게 대신하게 되었다.

위에서 언급한 5~8 MW/6700~10,700 HP의 대형 메인 추진 구동장치를 제외하고는 부하전류 인버터와 사이클로 인버터가 더 일반적으로 사용되고 있으며, 소형 메인 추진 시스템, 쓰러스터, 카고 펌프 및 다른 LV와 HV는 AC PWM 구동장치가 더 보편적으로 사용되고 있다. AC 또는 DC 인버터가 설치된 선박의 구동 용량의 증가로 인하여 대부분 수많은 선박의 고조파 전압 왜곡 수준이 증가를 가져오게 되었다. 또한, 대부분의 경우에 고조파 완화를 위해 사용하였지만 선급에서 부과한 고조파 제한 준수를 보장하기 위해 필요한 감쇠 수준을 달성하기에 충분하지 않을 수 있다. 상대적으로 수많은 경우에서 고조파 전압 왜곡은 놀라운 수준까지 도달하였고 선급(classification society)의 제한 수준을 뛰어 넘는다.

표준 AC 컨버터 구동장치와 비교해서 상대적으로 낮은 고조파 전류 수준을 제공하는 AC PWM 구동장치 "Active front ends"는 수년 동안 이용되어져 왔다. 약간의 상업적 및 기술적인 문제는 단가를 포함한, 크기, EMI(electro-magnetic interference) 수준 증가인데 아직까지도 완벽하게 해결되지 않았고, 반송 주파수 억제를 위해서 L-C-L(Reactor-Capacitor-Reactor) 필터가 필요하며, 고차 고조파(보통 40회 또는 50회 이상) 생성 및 적합한 소스 임피던스 낮은 값과 관련하여 발전을 유도하는 장치들과 호환성을 가져야 한다. 하지만, 이런 문제들에도 불구하고 표준 AC 컨버터 구동장치는 해상용으로 꾸준히 사용되어져 왔다. 일정 수준의 고조파 완화 솔루션은 표준 6-펄스 AC 구동장치를 사용했을 때 훨씬 저렴한 비용으로 유사한 수준의 성능을 제공하고, 복잡성을 줄이고, 능률이 더 좋고, 아주 작은 EMI와 더 좋은 신뢰성을 가지고 있다.

DC SCR는 아직까지도 신조선과 오래전에 건조된 선박에 운용되고 있으며,

일부 전문 검사 선박(낮은 소음 및 진동이 중요한 선박)에서도 사용되고 있다. DC 구동장치 시스템의 전력 소요량은 브러시 기어 제한 및 DC 모터 전자기 무게 때문에 주로 적은 MW에 제한을 받는다. 현재의 AC PWM 컨버터는 전류와 전압 정격에 관하여 적합한 전력 반도체 부족 때문으로 알려져 있다.

2.1.3 주 추진 드라이브

추진용 전기 구동장치는 비록 극소수이지만 대부분 20세기에 선박에 사용되어 왔다. 실제로, 추진용 DC 전기 모터를 장착한 소형 내륙 선박이 이미 1893년 러시아와 영국에서 운용되어 왔다.

1920년에 완전한 전기 추진이 처음으로 대형 원항항해 선박업체인 Panama Pacific Line Ship사의 Virginia와 California 선박에 도입되었다. 이 선박은 각각 6,750 HP의 두 개의 동기 전동기에 의해서 동력이 공급된다. 비슷한 시기에, 유럽의 프랑스 여객선인 Normandie 선박은 전체 116MW(155,500 HP)의 4대의 동기 전동기를 도입하였다. 2차 세계 대전 동안 DC 추진 모터는 미국에선 건조하는 T2 탱커에 광범위하게 사용되었다. 1960년에 유람 여객선인 Canberra을 포함하여 일부 여객선에 30MW (40,000 HP) 동기 전동기가 설치되었다. 1980년 중반에 Queen Elizabeth II는 두 개의 40MW 동기 전동기와 컨버터에 의한 스팀 터빈 전기 추진 선박으로 전환하게 되었다. 현대의 유람 여객선 대다수 선박은 전통적인 축 배열 또는 Podded Propulsor 둘 중에 하나로 완전한 전기 추진으로 활동하게 되었다.

전기 추진선의 적용은 지난 5년 동안 주로 새로운 신형 선박과 새로운 건조 기술 확장으로 Ropax ferries, OSV(Offshore Support Vessel), Survey Ship, FPSO(Floating storage and offloading), Shuttle Tanker, Cable-ships 및 유람여객선을 포함하여 적용되었고, 확장된 화물 운반 능력, 낮은 운용비용, 적은 유지비용, 인력 감소, 배출가스 감소, 조정성 향상 등을 포함한 많은 이점을 제공하고 있다. 다음 Fig. 2.6은 Podded 또는 Azimuth Type Propulsor를 가진 선박을 보여주고 있다.

2000년대부터 총톤수 500톤 이상 선박의 2%이상이 전기 구동 추진으로 운용되고 있다. 전기 추진으로 건조되고 있는 새로운 선박의 비율은 매년 지속적으로 증가하고 있다.

Fig. 2.7은 전기 추진으로 구동하는 전형적인 선박을 보여주고 있다. 이 경우에 Suttle Tanker의 자동 위치 추적은 AC 구동 장치를 사용하고 메인 추진용은 12MW 사이클로 컨버터와 쓰러스터는 PWM 구동장치, Fixed 및 Podded, 추가하여 메인 화물 펌프까지 사용한다.

선박에 전기 추진 장치를 설치할 것인지 아닌지는 보통 선박의 종류와 구상 중인 운용 개요에 따라 결정 된다. 하지만, 해군 전투함정의 설계는 현재 통합 전기 추진 시스템의 채택으로 바뀌어지고 있다.

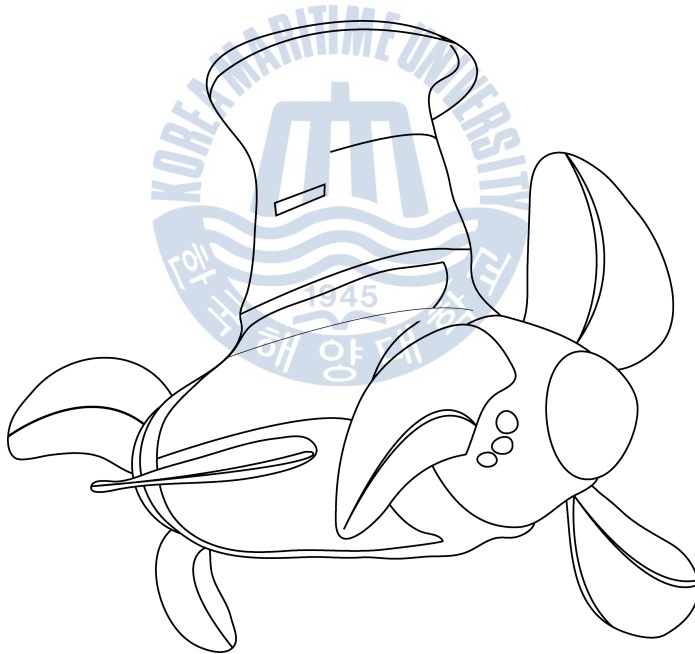


Fig. 2.6 Electrically-driven Podded Propulsor

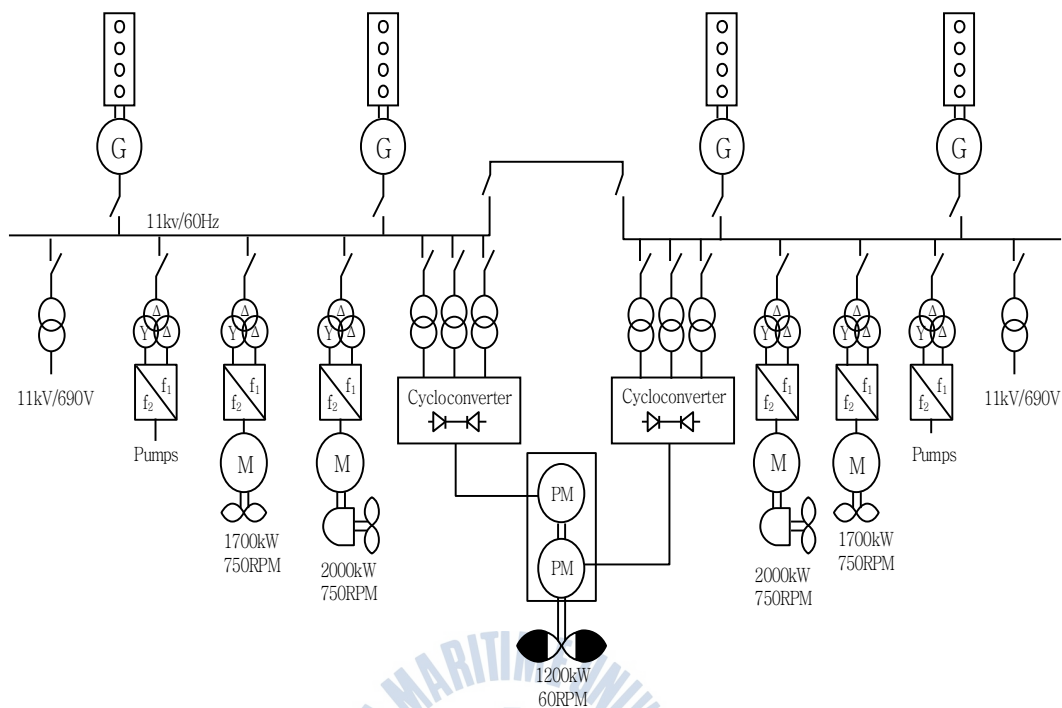


Fig. 2.7 Dynamically-positioned Suttle Tanker Equipped with AC Electric Variable Speed Main Propulsion and Turusters

2.2 고조파의 발생

2.2.1 고조파의 생성

정현파 전압을 인가하였을 때에 인가된 전압의 모양과 같은 전류가 흐르는 부하를 선형부하라고 한다. 저항 가열기와 백열등이 이 선형부하에 포함된다. 선형부하에 대한 전류 및 전압 파형은 아래 Fig. 2.8과 같다.

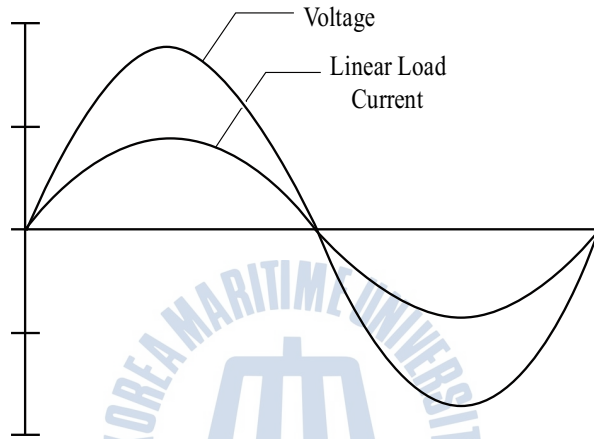


Fig. 2.8 Voltage and Current Waveforms for Linear Load

비선형 부하는 인가된 전압의 모양과 입력 전류가 서로 상이한 경우를 의미한다. 방전등, 컴퓨터 및 다양한 속도 구동 장치 등이 이 비선형 부하에 속한다. 이러한 비선형 부하들은 전압과 전류의 파형을 의도적으로 변화시켜 부하의 속도나 용량을 조절하면서 의도와는 상관없이 전압과 전류의 파형을 변화시킨다. 변화된 파형은 장비의 오작동이나 과열과 같은 부작용을 발생시키기도 하며 기본적으로 파워 팩터를 증가시켜 계통 및 장비의 손실을 증가시킨다. Fig. 2.9와 Fig. 2.10은 비선형 전류에 의해 전압 공급 파형이 왜곡되는 방법을 도식적으로 설명하고 있다. Fig. 2.9는 인덕턴스와 저항 모두를 포함하여 부하를 공급하는 간단한 단상 전파 정류기에 대한 것이다. 교류 공급 임피던스는 L_{ac} 인덕턴스에 의해서 나타난다. Fig. 2.10은 각각 직류 부하 전류(I_{dc})와 교류 입력 전류(I_{ac})를 나타낸다.

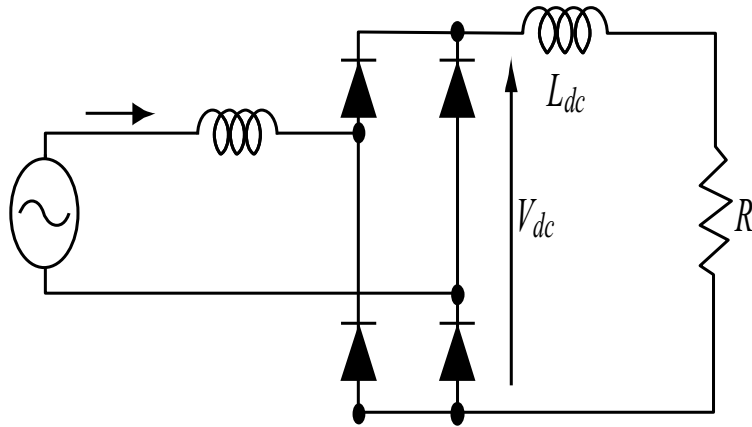


Fig. 2.9 Single Phase Full Wave Rectifier

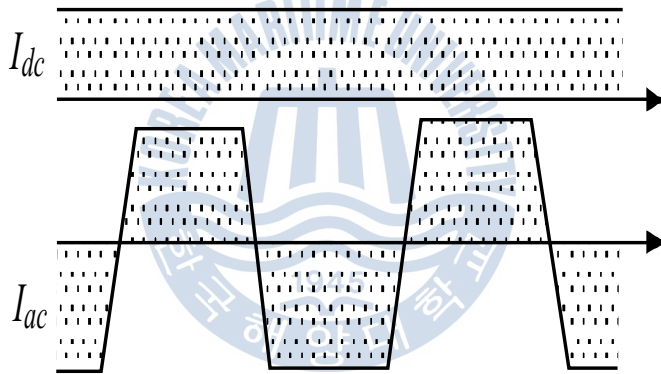


Fig. 2.10 Load and AC Supply Currents

Fig. 2.11은 전원 전압(u)과 음원 임피던스(L_N)로 구성된 간단한 단선도를 나타낸다. 수식 (2.1)에 따라서 음원 임피던스를 통과하는 고조파 전류(i_N)의 전압 강하(U_L) 발생을 설명할 수 있다.

$$U_L = L_N \cdot \frac{di_N}{dt} \tag{2.1}$$

Fig. 2.12는 위 수식에 따른 비선형 전류(i_N)와 전압 강하(U_L) 파형을 나타내고 있다.

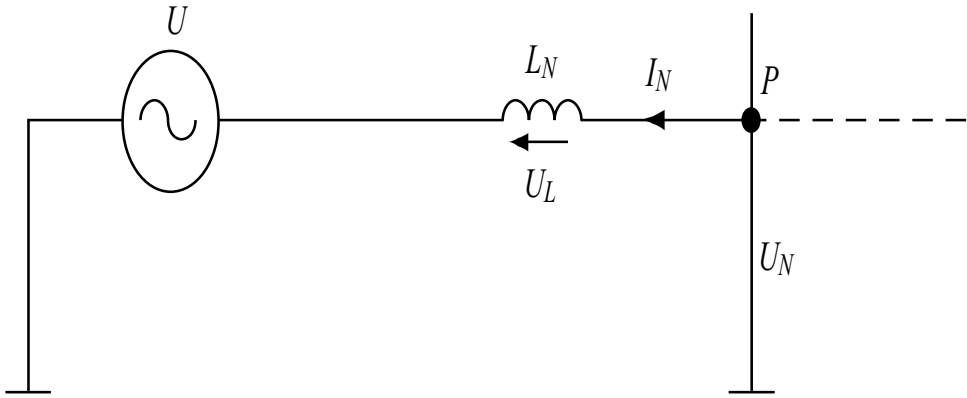


Fig. 2.11 Simple Single Line Diagram

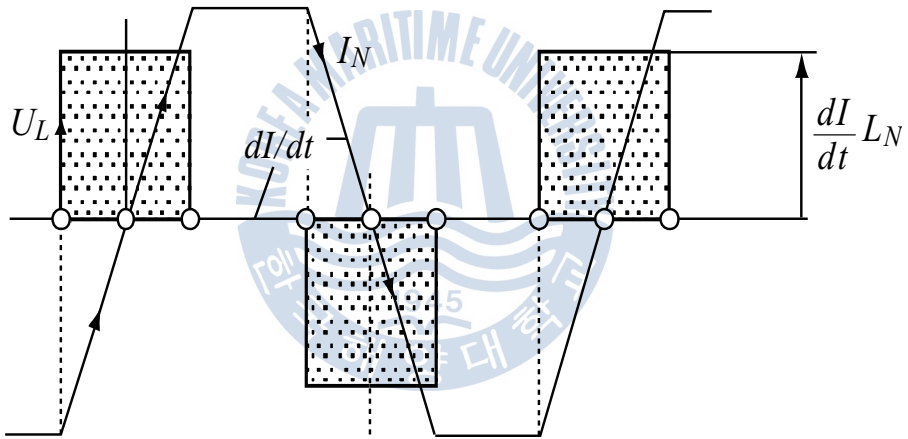


Fig. 2.12 Load Current and Volt Drop Waveforms

Fig. 2.13과 같이 음원 임피던스(U_L) 양단의 전압 강하는 공급 전압 파형의 왜곡을 야기하기 때문에 유도 전압(u)에서 차감된다.

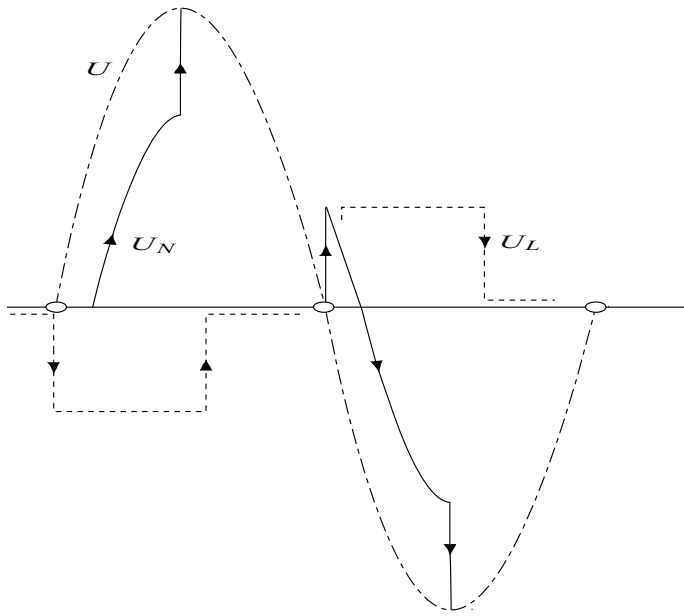


Fig. 2.13 How Voltage Distortion is Produced (Simplified)

대부분의 비선형 부하는 전력 변환용 전력 반도체 장치를 이용한 장비에서 나타난다. 교류에서 직류로 변환하기 위한 컴퓨터 SMPS(Switched Mode Power System)가 대표적인 예이다. Fig. 2.14는 이러한 컴퓨터 SMPS 공급 장치의 전류 파형을 보여주고 있다.

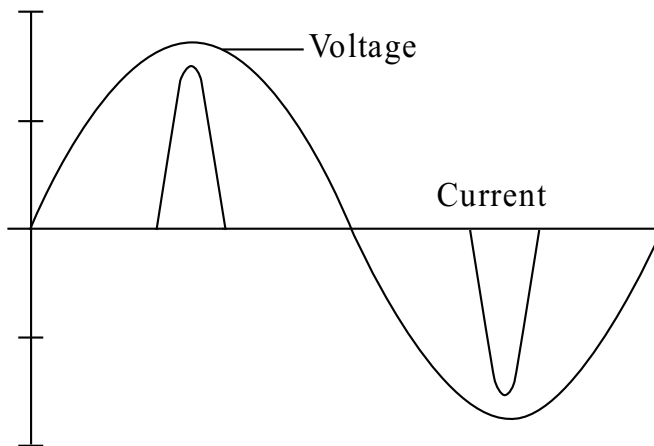


Fig. 2.14 Typical Computer Nonlinear Load

Fig. 2.14와 같은 전류 파형을 인식하기 위해서, SMPS의 설계 시 펄스 특성을 고려하는 것이 필요하고, 아래 Fig. 2.15는 스위칭 모드 직류 전원 공급기의 설계에 이를 반영한 예를 보여준다.

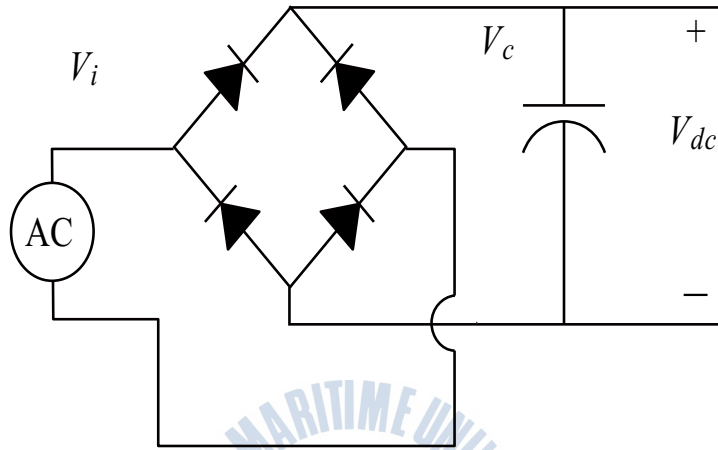


Fig. 2.15 Single-phase Switched Mode Power Supply

전력 공급 유형이 다른 내부 서브시스템 및 구성품에 잘 공급되도록 사전에 정류된 직류 전압과 전류를 자연스럽게 하기 위하여 축전지를 사용한다. 반도체 정류 다이오드는 일방향 장치이다. 이 축전지의 추가적인 기능은 필요에 따라 부하에 의해 소비되는 에너지를 축적하는 역할을 한다. 입력 전압(V_i)이 축전지 전압(V_c) 보다 값이 높을 때, 적합한 다이오드가 실행되고, 비정형 펄스 전류가 공급되면서 떨어지게 된다. 비정형 전류는 고조파 전류를 포함하고 추가로 기본적인 정현파 전류(50 Hz 또는 60 Hz)이며, Fig. 2.16에서와 같은 결과를 보인다.

Phase A Current Cycle 1RMS=0.3THD=140.0%

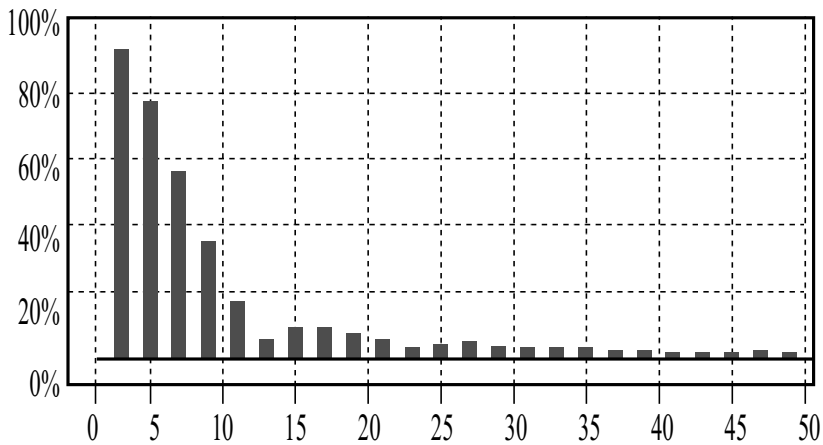


Fig. 2.16 Harmonic Spectrum of Currents Drawn by Computer
Switched Mode Power Supply

고조파 전압 및 전류는 기본 주파수의 정수배이다. 예를 들면, 60 Hz에서 5 번째 고조파는 300 Hz이고, 7번째 고조파는 420 Hz이다. 모든 고조파 전압 및 전류가 기본적으로 추가되는 경우 “복합 파형”으로 알려진 파형이 형성된다. 1 번째 고조파와 3번째 고조파의 기본적인 복합파형 구성의 예는 다음 Fig. 2.17 과 같다.

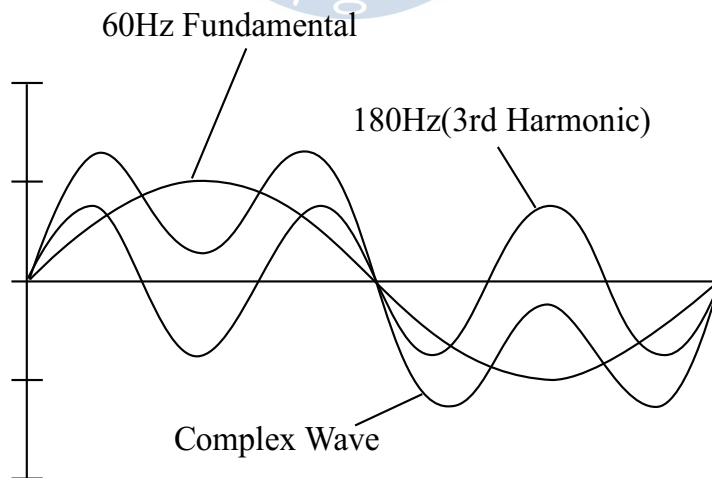


Fig. 2.17 Construction of Complex Wave

위 Fig. 2.17은 파형의 양의 부분과 음의 부분이 동일한 대칭 파형의 형태이다. 대칭 파형은 홀수 고조파만을 포함하며, 반면에 비대칭 파형은 짝수와 홀수 고조파 및 직류 부품을 포함한다. 이러한 비대칭 파형은 반파 정류기에 의해서 생성된다.

2.2.2 고조파 전류의 특성

전파 정류기를 이용한 전력 변환은 아래 공식에 의해서 주어진 이상적인 특성 고조파 전류를 생성하게 된다.

$$h = np \pm 1 \quad (2.2)$$

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

h = 고조파의 순번

n = 정수 1, 2, 3

p = 사이클 당 전류 펄스 수

이상적인 고조파 이론에서, 아래의 가설들은 모든 정류기에서 기본적으로 가정하는 것으로 알려져 있다.

- 교류 공급망의 임피던스가 0 이다.
- 정류기 배치 직류 구성품은 균일하여야 한다.
- 교류 선과 전류 리액터는 정류기 앞에 사용하지 않는다.
- 교류 공급망은 대칭이다.
- 교류 공급은 고조파 염려가 없는 사인 곡선이다.
- 장치에 대해서는 중복 또는 지연 각이 없다.

추가로 이상적인 고조파 이론에서 고조파 전류 규모는 상호 간의 고조파 순번에 반비례이다.

$$I = \frac{1}{h} \quad (2.3)$$

즉, 이론상으로 5번째와 7번째 고조파 전류는 각각 전체 RMS (Root-mean-Square) 전류의 20[%]와 14[%]로 나타난다. 다양한 고조파 전류의 크기는 교류 전원에 연결되는 인덕턴스의 각상에 의해서 결정된다. 그러나 이것이 실제로 구현된 적은 없다.

추가 인덕턴스 없이 정류기는 단상 정류기 80[%]와 삼상 정류기 65[%]까지 5번째 고조파 전류를 측정할 수 있다. 아래 Fig. 2.18은 전파 브리지 정류기를 가진 대표적인 단상 컴퓨터 스위칭 모드의 직류 전원 공급기를 보여준다.

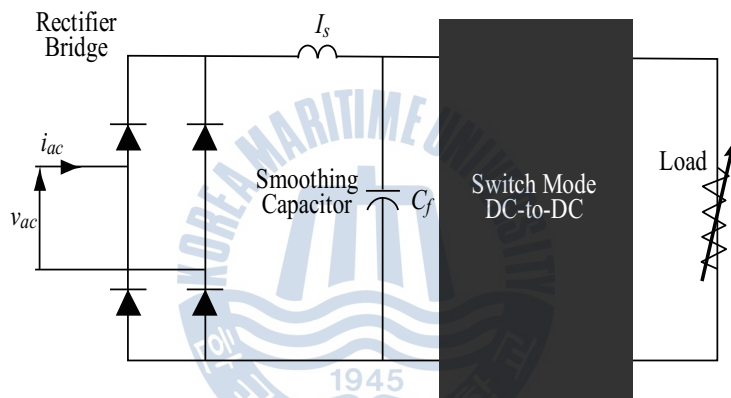


Fig. 2.18 Computer Power Supply with Single-phase Full Wave Bridge Rectifier

위에서 언급한 단상 전파 다이오드 브리지 정류기는 고조파 전류 특성에 따라 Fig. 2.19에서 볼 수 있는 것처럼 사이클 당 두 개의 정류된 전류 펄스를 근거로 두고, 다음과 같이 직류 부하로 전환된다.

$$h = np \pm 1$$

$$h = n \cdot 2 \pm 1$$

$$h = 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15... \quad (2.4)$$

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

h = 고조파 숫자

n = 상수, 1, 2, 3...

p = 펄스, (2)

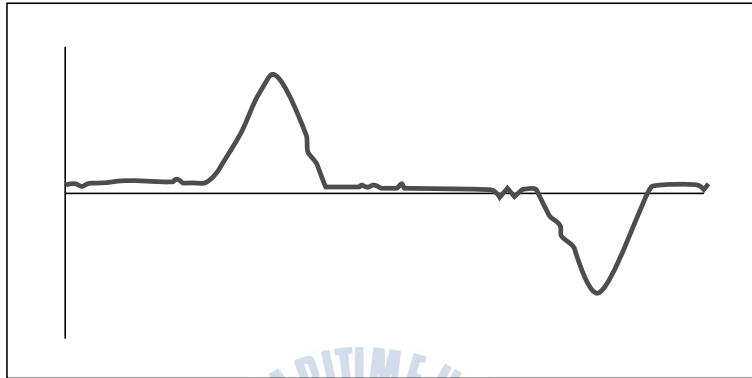


Fig. 2.19 Computer Switch Mode Supply Input Current Waveform

단상 전파 정류기에 대한 계산된 고조파는 다음 Fig. 2.20과 같다.

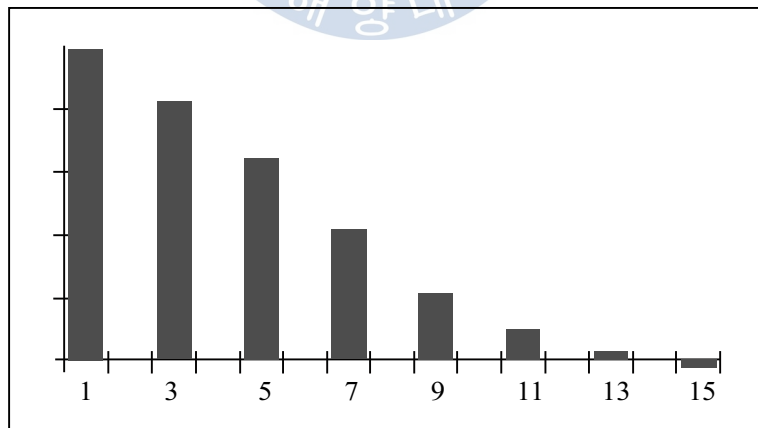


Fig. 2.20 Typical Waveform from Computer Switched Power Supply

Fig. 2.21은 정류기 브리지가 구동장치 직류 연결 단면에 공급되는 대표적인 6-펄스 PWM 교류 구동장치를 보여준다.

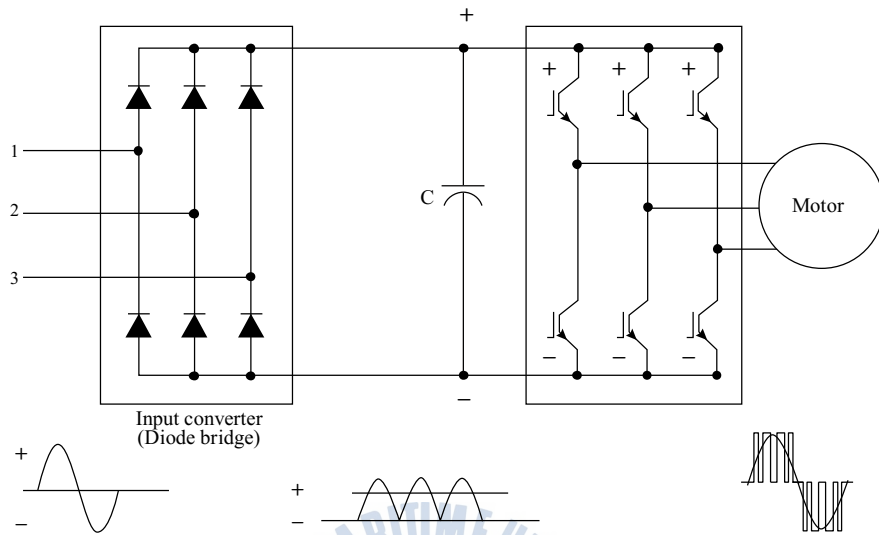


Fig. 2.21 Typical 6-Pulse PWM AC Drive

3상 전파 다이오드 정류기 브리지는 6-펄스 브리지이며, 고조파 전류 특성은 다음과 같다.

$$h = np \pm 1$$

$$h = n \cdot 6 \pm 1$$

$$h = 5, 7, 11, 13, 17, 19...$$

(2.5)

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

h = 고조파 숫자

n = 상수, 1, 2, 3...

p = 펄스, (6)

비슷하게, 12-펄스 정류기의 고조파 특성은 다음과 같다.

$$h = n \cdot 12 \pm 1$$

$$h = 11, 13, 23, 24, 35, 37 \dots \quad (2.6)$$

Fig. 2.22와 Fig. 2.23은 대표적인 6-펄스 교류 PWM 장치에서 측정된 입력 상전류 파형과 고조파 전류 스펙트럼을 보여준다.

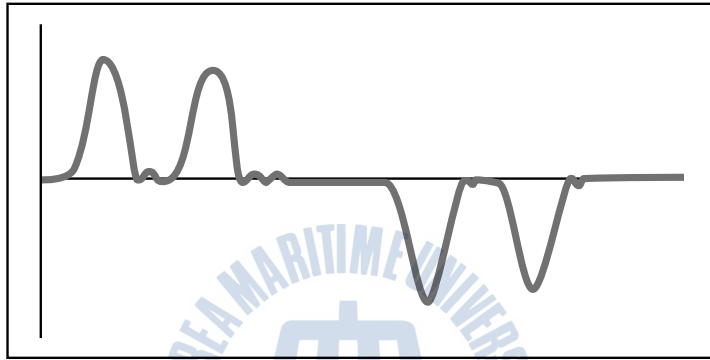


Fig. 2.22 6-Pulse AC PWM Drive Input Current Waveforms for One Phase

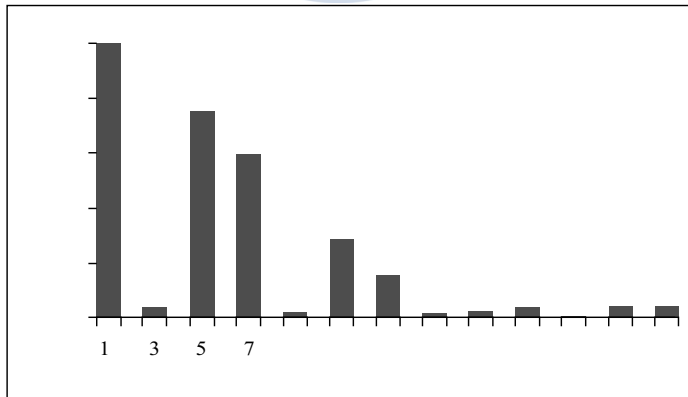


Fig. 2.23 Typical Harmonic Spectrum for 6-Pulse AC PWM Drive

2.2.3 임피던스의 고조파 전류 영향

비선형 부하는 부하와 전력 전원 간의 임피던스를 통과할 때 왜곡된 전류를 생성하게 되는데, Fig. 2.24는 이에 대한 간단한 형태를 도식화해 보여주고 있다. 관련 고조파 전류는 시스템 임피던스를 통과할 때 옴의 법칙($V_h = I_h \times Z_h$)을 근거로 각각의 고조파 주파수에 의해서 전압 강하의 원인이 된다. 모든 개별적인 전압 강하의 벡터 합 크기는 시스템 임피던스와 각각의 고조파 주파수에서의 전류의 크기에 달려 있다.

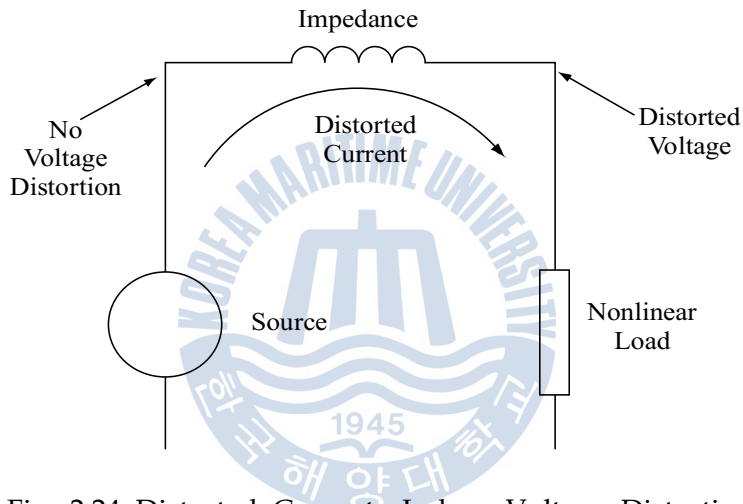


Fig. 2.24 Distorted Currents Induce Voltage Distortion

Fig. 2.25는 각각의 관련된 전압 강하와 전력 시스템 내에 임피던스를 가지고 있는 개별적인 고조파 전류 효과를 상세히 설명하고 있다. 모든 개별적인 고조파의 벡터 합에 기반한 전체 고조파 전압 왜곡(V_{thd})은 비선형 부하와 전원 사이에 도입된 많은 임피던스에 의해서 감소된다.

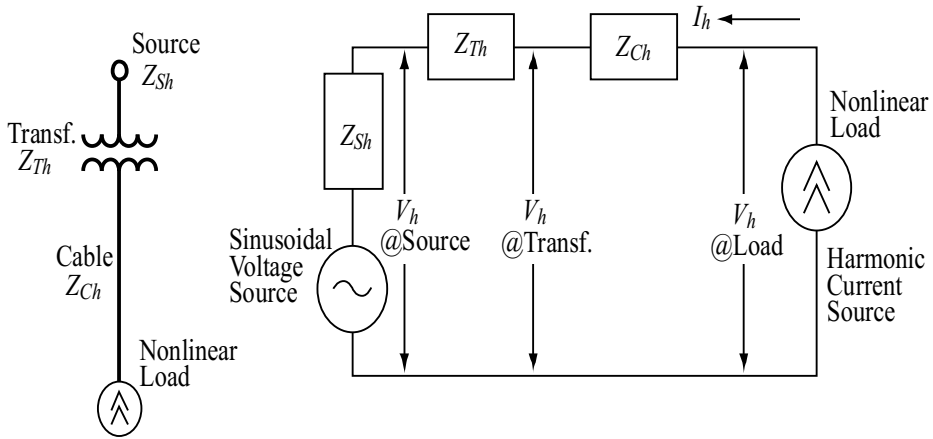


Fig. 2.25 How Individual Harmonic Voltage Drips Develop Across System Impedance

$$V = I_h \times Z_h \text{ (옴의 법칙)}$$

$$\text{At the load : } V_h = I_h \times (Z_{Ch} + Z_{Th} + Z_{Sh}) \quad (2.7)$$

$$\text{At the trans : } V_h = I_h \times (Z_{Th} + Z_{Sh}) \quad (2.8)$$

$$\text{At the source : } V_h = I_h \times (Z_{Sh}) \quad (2.9)$$

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

Z = 고조파 주파수의 임피던스(예를 들면, 250 Hz)

V_h = h -th 고조파에서 고조파 전압(예를 들면, 5th)

I_h = h -th 고조파에서 고조파 전류(예를 들면, 5th)

V_{thd} = 전체 고조파 전압 왜곡

2.2.4 전압 왜곡 계산

임의의 주기적인 복합 파형은 기본적으로 주파수의 사인 곡선 성분으로 구성되고, 다수의 고조파 성분은 완전한 기본 주파수의 곱으로 구성된다. 비사인 곡

선 파형 또는 복합 파형의 즉각적인 전압값은 다음 수식 (2.10)으로 표현할 수 있다.

$$v = V_0 + V_1\sin(\omega t + \phi_1) + V_2\sin(2\omega t + \phi_2) + V_3\sin(3\omega t + \phi_3) + \dots V_n\sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.10)$$

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

v = 모든 시간 t 에서 순시 값

V_0 = 직접 값(DC 성분)

V_1 = 기본 성분의 실효치 값

V_2 = 기본 성분 두 번째 실효치 값

V_3 = 기본 성분 세 번째 실효치 값

V_n = 기본 성분 n 실효치 값

ϕ = 상대적인 각 주파수

$\omega = 2\pi f$

f = 기본 성분 주파수



그러나, 이러한 복합 파형 해석은 “Fourier Series”와 이와 관련된 분석 방법에 의해 보다 편리하게 되었다. 19세기 프랑스 물리학자 “Joseph Fourier”에 의해서 제안된 시간 간격에서 주기함수 이론은 기본적인 합계와 일련의 고조파 주파수 고차이론으로 표현될 수 있다.

위의 수식에서 직류 성분을 무시하고, 기본 전압과 전류를 V_1 과 I_1 으로 표시하고 순간적인 실효치 전압 V_n 는 “Fourier Series”와 같이 표현할 수 있다.

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2V_h} \sin(h\omega_0 t + \phi_h) \quad (2.11)$$

전압 값의 실효치는 다음 수식과 같이 표현할 수 있다.

$$V_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 \dots + V_n^2} \quad (2.12)$$

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} i_h^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 \dots + I_n^2} \quad (2.13)$$

전체 고조파 왜곡의 전압 또는 전류 실효치 V_{thd} 와 I_{thd} 는 각각 아래의 수식으로 표현할 수 있다.

$$V_{thd} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 \dots + V_n^2}}{V_1} \times 100\% \quad (2.14)$$

$$I_{thd} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (2.15)$$

또한, 간단하지만 실용적인 고조파 수식은 다음과 같이 표현된다.

전체 실효치 전류: $I_s = \sqrt{I_{fund}^2 + I_{harm}^2} \quad (2.16)$

$$I_s = I_{fund} \sqrt{1 + \left(\frac{I_{thd}}{100}\right)^2} \quad (2.17)$$

기본 전류 $I_{fund} = \frac{I_s}{\sqrt{1 + I_{thd}^2}} \quad (2.18)$

$$\text{전체 기본 전류 왜곡: } I_{thd(fund)} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{fund}}\right)^2 - 1} \quad (2.19)$$

$$\text{전체 요구 왜곡: } \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_{load}} = I_{TDD} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}{I_{load}}} \quad (2.20)$$

여기서, 각 변수들은 다음과 같다.

I_{fund} = 기본 전류

I_{load} = PCC에서 최대 요구 부하 전류

TDD = 전류의 전체 요구 왜곡(부하 전류 단위 당 측정된 전체 고조파 전류 왜곡으로 표현된다. 예를 들면, 50[%] 부하에 측정된 30[%] 전체 전류 왜곡은 15[%] TDD를 야기한다.)

2.2.5 고조파 성분

각각의 고조파는 기본 주파수의 정수배인 주파수와 시퀀스에 대한 순서를 가지고 있다. 이 시퀀스는 기본적으로 벡터 로테이션을 의미한다. 다음 Table 1은 이상적인 6-펄스 정류기의 고조파 시퀀스 성분을 상세히 보여준다.

Table 1 Harmonic Sequence Components for 6-Pulse Rectifier

Harmonic	1	5	7	11	13	17	19	23	25....
Sequence	+	-	+	-	+	-	+	-	+
Rotation	F	B	F	B	F	B	F	B	F

순방향으로 회전하는 7, 13, 19, 25번째 등의 고조파는 정상 고조파라고 부르며, 반면에 기본적으로 반대 방향으로 회전하는 5, 11, 17, 23번째 등의 고조파는 비정상 고조파라고 부른다. 예를 들면, 단상 전파 정류기에서 생성되는 3배

수 고조파(3번째, 9번째 등)는 회전하지 않는다. 3배수 고조파는 서로 같은 상을 가지고 있어서 영상분 고조파라고 부른다.

2.2.6 Line Notching

엄격하게 고조파와 라인 노칭은 일반적으로 교류와 직류가 변속 장치 및 UPS 시스템 또는 고조파 발생원에서 이용되는 것과 같이 상 조절 정류기를 근거로 하는 사이리스터와 관련된 현상은 아니다. 다이오드 브리지는 정류 노치를 보여주지만, 사이리스터 브리지와 관련된 것보다 얼마나 더 적은 정도인지를 보여준다. 라인 노칭은 공급 시스템과 다른 장비에 심각한 영향을 가져다 줄 수 있다. Fig. 2.26은 직류 부하를 공급하는 3상 전파 사이리스터브리지 네트워크를 나타내고 있다.

Fig. 2.26은 사이리스터 입력 브리지의 터미널에서 이론적인 노칭을 도식화하고 있으며, 회로에서 추가적인 인덕턴스는 없는 것으로 가정한다. 전압 노치는 한 상에서 다른 상으로 지속적인 선형 전류가 정류할 때 발생한다. 정류하는 동안 두 개의 상이 컨버터 브리지와 교류 전원 임피던스를 관통하는 매우 짧은 순간 동안 단락된다. Fig. 2.27에서 보는 것처럼 그 결과 전압은 전류의 증가로 인하여 거의 제로로 감소되며, 그것은 회로 임피던스에 의해서 제한된다.

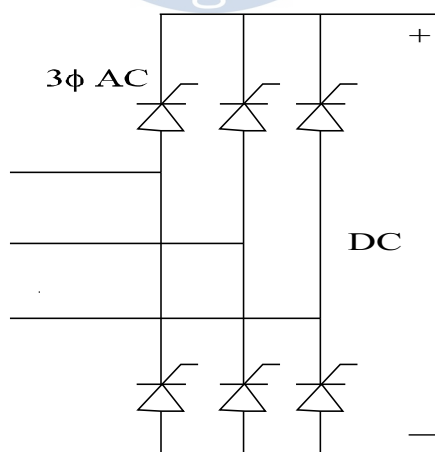


Fig. 2.26 Simple Three-phase SCR Bridge for Phase Control

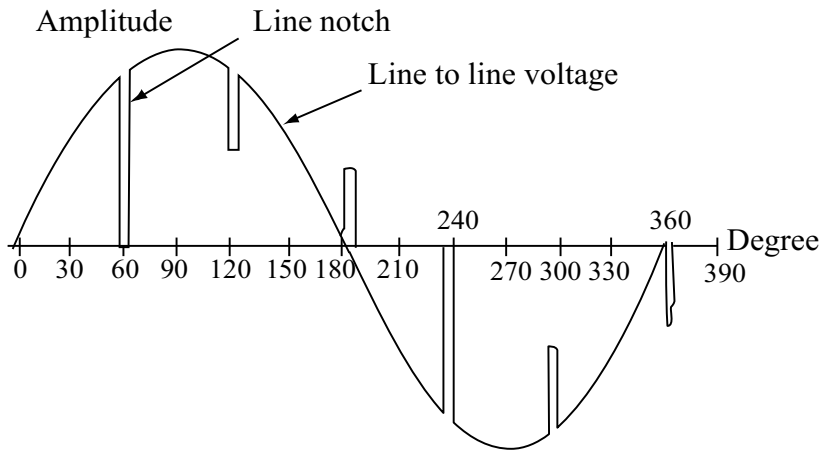


Fig. 2.27 Exaggerated Example of "Line Notching"

실질적인 측면에서, 노치는 사이리스터의 위상각이 필요한 출력 전압 혹은 교류 전원 장치에 의해 다양해지기 때문에, 상대적인 1/2 주기 내에서 어떤 곳에서든 나타날 수 있다. 라인 노칭과 관련된 장애는, 관련된 케이블을 포함한 추가 임피던스 다운스트림 때문에 임피던스 전원 스틱프 근처에서 점진적으로 감소되는 경향을 보임으로서 나타난다.

Fig. 2.28과 관련하여, 노치 구역은 사이리스터 브리지 입력 터미널의 변압기 또는 발전기 전원으로부터 라인 내 회로에서 흡수된 1000분의 1초 전압에 의해 결정된다. 노치를 최소화하기 위해서 사이리스터 브리지의 교류 라인 내에 절연 변압기 또는 전류 리액터를 추가하는 것이 일반적이지만 임피던스의 수와 상관없이 브리지 터미널에 추가되는 것으로서 가능하다. 노치 구역은 교류 라인 인덕턴스 합처럼 일정하게 유지하는 경향이 있고 교류 라인 인덕턴스가 추가될수록 노치의 깊이는 감소하지만 그 폭은 증가 한다. 노치 구역을 줄이기 위한 유일한 현실적인 방법은 콘덴서 뱅크로부터 필수적인 전류 에너지 부분을 제공하는 것이다.

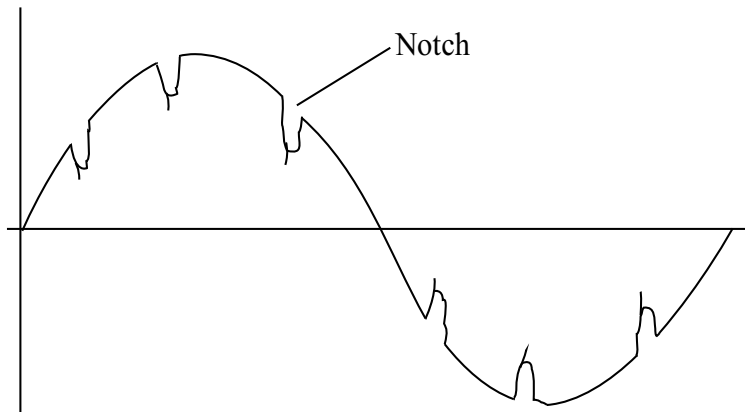


Fig. 2.28 Voltage Notching due to SCR Bridge Commutation

특히 추가된 교류 라인 리액턴스가 없는 곳에서 노치가 나타나는 심각한 경우에, 전압은 추가적인 "Zero Crossovers"(전압이 양극성으로 변하게 되는 지점)가 생성되는 것을 줄일 수 있다. Fig. 2.2와 2.3은 라인 노칭의 중요한 결과를 보여주는 예이다. Fig. 2.3의 오실로그래프는 4개의 교류 사이리스터 입력 브리지 장치를 운용하는 곳의 선박을 언급한 것이다.

사이리스터 상 조절과 관련하여 중요한 현상은 "Ringing" 이다. "Ringing"은 Fig. 2.29에서 예시된 것처럼 사이리스터의 빠른 스위칭 때문에 정해진 고주파 진동의 용어이다. 이것은 내재된 인덕턴스와 장비 전기회로망 내의 정전 용량 때문에 정류기 회로에서 발생하는 고주파 공진의 결과이다.

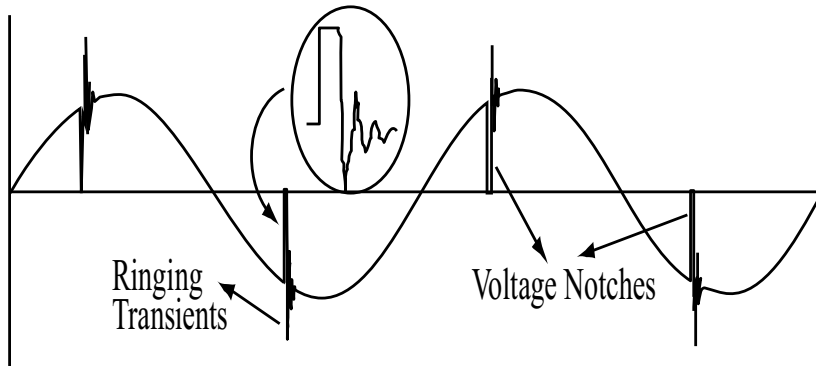


Fig. 2.29 SCR Line Notching and Associated "Ringing"

라인 노칭과 울림에 관련된 고조파는 일반적으로 가장 높게 측정된(예를 들어, 50번째) 고주파이기 때문에 보통 V_{thd} 에 영향을 주지 않도록 주의해야 한다. 그러나 이것들은 Fig. 2.4에서 보는 바와 같이 전압 품질에 의해 중요한 영향을 받을 수도 있다.

2.2.7 중 고조파

중 고조파는 IEC 표준 1000-2-1에서 정의한다. 전력 주파수 전압의 고조파와 전류 사이에서 많은 주파수들이 기본 주파수의 정수배가 아닌 것으로 관찰될 수 있다. 중 고조파는 이산적인 주파수 또는 광대역 스펙트럼처럼 나타난다.

중 고조파는 어떤 다른 주파수 성분을 가진 시스템의 고조파 성분과 기본적인 인터모듈레이션과 같이 생각할 수 있다. 이러한 중 고조파는 대형 교류 주파수 변환 장치(특히, 불균형한 조건 및 Pre-exiting 전압 왜곡 수준), 사이클로 컨버터(Fig. 2.30 참조) 및 고정된 슬립 회수 장치들에서 점점 더 많은 비선형 부하와 함께 관찰될 수 있다.

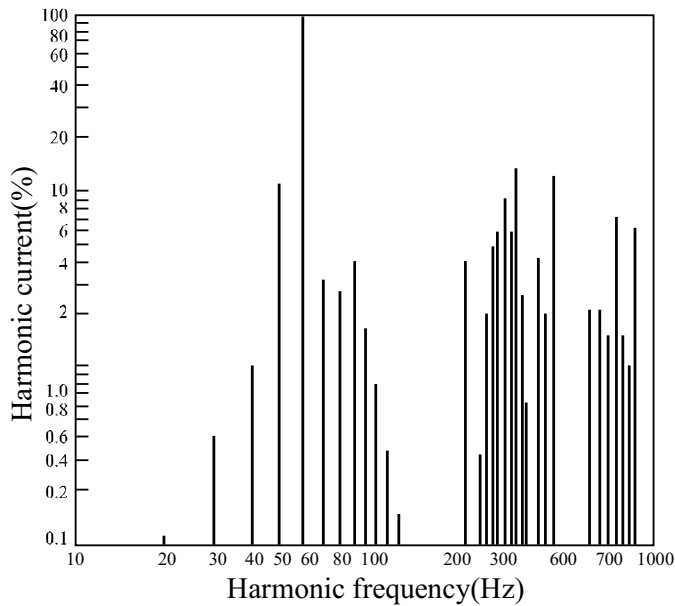


Fig. 2.30 Cycloconverter Current Spectrum-Include Interharmonics

고조파와 중 고조파는 주파수 범위를 초과하는 스펙트럼 성분 측면에서의 준 정상 상태 내에서 아래와 같이 정의 될 수 있다.

고조파: $f = h \cdot f_1$, 여기서, $h > 0$ (h 는 상수)

직류: $f = 0 \text{ Hz}$ ($f = h \cdot f_1$, 여기서 $h = 0$)

중 고조파: f 는 $h \cdot f_1$ 과 같지 않다. 여기서 $h > 0$ (h 는 상수)는

저조파: $f > 0$ 과 $f < f_1$, 여기서, f_1 은 기본적인 주파수

파형은 Fig. 2.31에서 볼 수 있는 것처럼, 주파수는 다르지만 드물게 주기적으로 고조파와 중 고조파 모두 정 진폭을 가지고 있다.

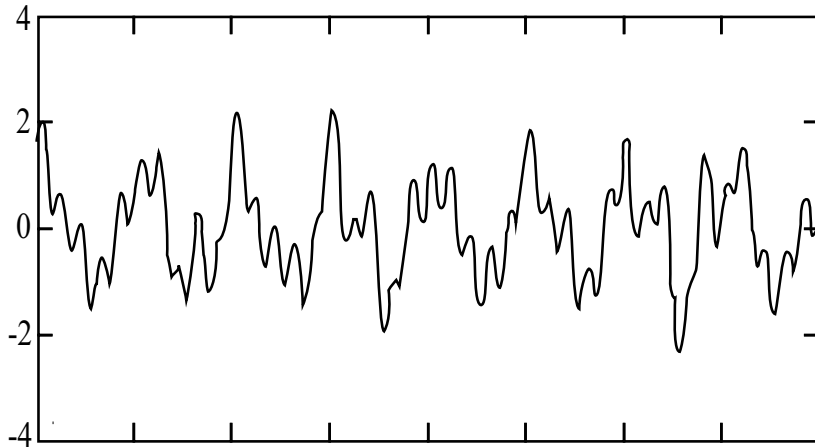


Fig. 2.31 Waveform Containing both Harmonics and Interharmonics

고조파 전압 안정 상태 모듈레이션 때문에, 전압 공급은 다음 수식에 따라 진폭과 실효치 값이 다양하게 변화한다.

$$v(t) = \sin(2\pi f_1 t) + a \sin(2\pi f_i t) \quad (2.21)$$

여기서 변수들은 다음과 같이 정의된다.

- f_1 = 기본적인 주파수
- a = 중 고조파 전압의 진폭

(기본적인 전압 진폭 = 단위 당 1.0)

- f_i = 중 고조파 주파수

실효치 전압 값은 다음 수식으로 표현할 수 있다.

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (2.22)$$

중 고조파로 인해 기본적으로 몇몇 구간 이상에 대한 실효치 전압 편차의 최고 백분율은 수식 (2.21)와 (2.22) 방정식으로 계산할 수 있다.

직류측 (예를 들면, 교류 PWM 구동장치) 축전지를 이용하는 장비에서 교류

전압이 직류 측 축전지 전압보다 크거나 같을 때 공급되면 전류는 떨어지게 되고, 이것은 일반적으로 축전지를 재충전하는 교류 피크 전압이다. 전압 공급의 결과로 생긴 정수 고조파는 기본적인 주파수와 동시 발생하는 이들 정수 고조파 때문에 교류 피크 전압에 영향을 받지 않는다. 그러나, 중 고조파는 기본적인 주파수와 동시에 발생하지 않고, 축전지를 이용하는 장비들과 여러 종류의 조명 모두가 연결된 장비에 역효과를 낼 수 있는 피크 전압 편차를 야기하는 교류 공급 전압(Fig. 2.32 참조)의 피크 진폭에 영향을 미친다.

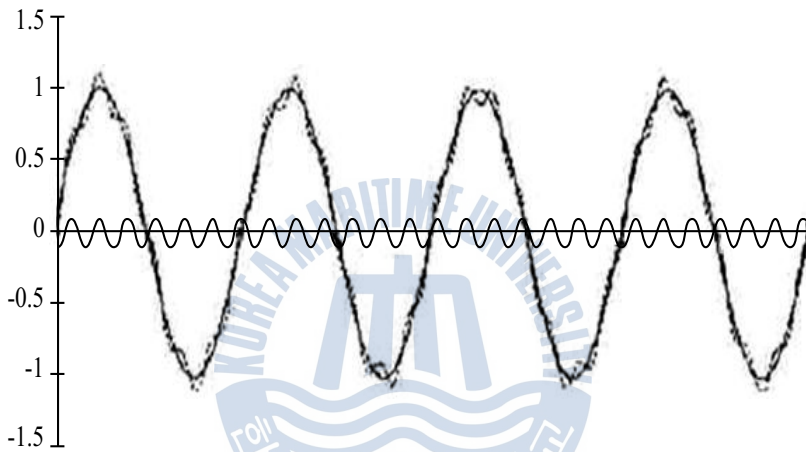


Fig. 2.32 Peak Voltage Deviations due to Interharmonics Voltage

Fig. 2.32에서 설명한 왜곡된 전압 파형은 다음 수식으로 계산 될 수 있다.

$$V(t) = V_1 \sin(2\pi f_1 t) + V_n \sin(2\pi f_n t) \quad (2.23)$$

여기서, 변수들은 다음과 같이 정의된다.

- V_1 = 기본적인 전압 진폭
- t = 시간
- f_1 = 기본적인 전압
- V_n = 중 고조파 진폭 n
- n = 기본적인 중 고조파 실제 숫자의 순서

공급 전압 진폭 변형은 $V(t)$ 수식의 몇몇 사이클 이상에서 기록된 최대와 최소 피크 값(V_{\max} 와 V_{\min})사이의 차이로 계산된다.

$$\Delta V = V_{\max} - V_{\min} \quad (2.24)$$

2.2.8 저조파

저조파는 기본적인 주파수(예를 들면, $f > 0\text{Hz}$ 와 $f < f_1$)보다 더 적은 주파수의 중 고조파에 의한 일반적인 정의가 아닌 비공식적인 정의이다. 보다 기술적으로 정확한 용어로서 “하위 동기 주파수 성분”이 저조파를 정의하는데 사용된다.

따라서, 위에서 언급한 인터 하모닉과 관련된 계산 또한 저조파의 경우에도 유효하다는 것에 유의해야 된다.



제 3 장 고조파 완화 및 저감 대책

대부분의 대출력 3상 비선형장비들은 고조파를 저감하는 장치를 설치하여 고조파를 완화시킴으로써 전압왜형률을 일정 범위내로 감소시킬 필요가 있다. 고조파 저감장치는 상황에 따라 교류 PWM 구동장치의 교류 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 3선 배전시스템

대용량 비선형 단상부하가 존재하든지 소용량 비선형 단상부하가 다수 배전 계통에 있다면 고조파 완화장치를 설치함으로써 전력시스템의 전압왜곡을 최소화시켜야 한다. 전력시스템의 특성과 규모에 따라 다음 두 가지 방식이 사용된다.

3.1.1 위상이동(phase shifting)

Fig. 3.1은 두 개의 형광등 분전반에 전력을 공급하는 전형적인 배전 변압기를 보여준다. 하나의 판넬은 위상변동이 없고 다른 하나는 30° 위상을 이동시켰다.

위상이동용 변압기의 입력 위상을 30° 이동시킴으로써 5차 및 7차 고조파가 다른 판넬에 의해 생성된 5차 및 7차 고조파와 180° 위상차를 가지게 된다. 결과적으로 bus 측에는 해당 고조파가 상쇄될 수 있다. 5차 및 7차 고조파가 가장 영향이 큰 고조파이므로 I_{thd} 및 V_{thd} 가 크게 감소된다.

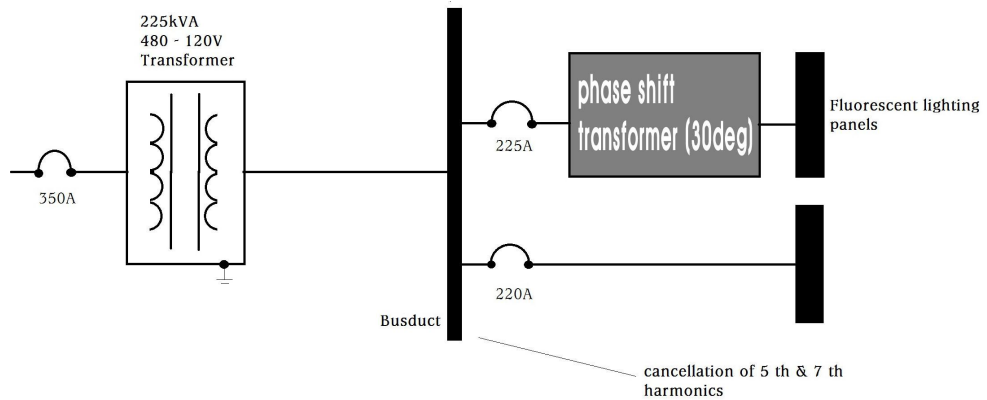


Fig. 3.1 phase shifting of three-wire nonlinear loads

3.1.2 능동필터(active filter)

3선 조명장치나 분전계통에 능동필터를 설치함으로써 고조파를 저감시킬 수도 있다. 능동필터에 대해서는 차후 기술하겠다.

3.2 3상 4선 배전시스템

여객선과 같은 선박은 이른바 객실부하(hotel load)로 인해 접지 또는 절연 중성선을 부가하여 3상 4선식 배전시스템을 구성한다. 많은 단상 비선형부하가 연결되어 있는 4선 시스템의 고조파 전류를 어떻게 저감시킬 수 있는지 고려해보자. 3상 4선 시스템의 각 상은 각각 3의 배수 고조파를 함유하는데 이 고조파들이 중성선에 누적되어 중성선과 배전 변압기의 과부하를 초래하는 등의 문제를 유발시킬 수 있다. 중성선 과부하 문제를 저감시키기 위해서는 다음 두 가지 방식이 사용된다.

3.2.1 zero sequence 변압기(zig-zag transformer)

위에서 기술했듯이 비선형부하에 의해 3의 배수 고조파(3차, 9차 고조파 등)가 중성도체를 과열시킬 수 있다. 여객선의 경우 이런 부하가 5~8[MW]정도에 이를 수도 있다. 4선 시스템의 중성전류를 감소시키는 효과적인 수단중의 하나

는 zero sequence 변압기이다. zero sequence 변압기는 한 철심에 여러 가지 권선을 감은 것이다. 적어도 두 상(phase)이상의 권선을 동일 철심지주(core leg)위에 설치하는데 3의 배수 고조파 전류(zero sequence currents)에 의해 발생하는 자속이 서로 대응함으로써 상쇄될 수 있도록 감는다. 따라서 4선 시스템에 이 변압기를 병렬로 연결하면 임피던스가 감소하여 중성도체 전류는 각 상으로 회귀하므로 중성도체의 부하는 감소하고 상전류는 균형을 이룬다. 실제로 zero sequence 변압기에 의해 3의 배수 고조파전류는 중성도체에서 거의 사라지지만 정,부 방향 고조파 전류(positive, negative sequence currents ; 5차, 7차, 11차, 13차 등)는 위상차이가 120° 를 벗어나므로 상쇄되지 않고 잔존한다.

Fig. 3.2는 3상 4선 시스템에 설치된 zero sequence 변압기의 결선도를 보여주고 있다.

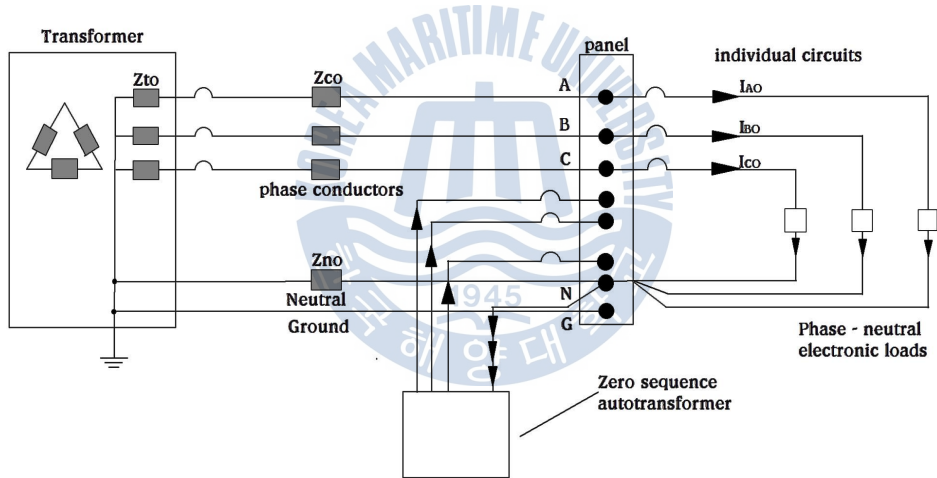


Fig. 3.2 zero sequence transformer on four-wire system

3.2.2 능동필터(active filter)

3의 배수 고조파 전류를 감소시킬 수 있는 또 하나의 방법은 능동필터이다. Fig. 3.3은 4선 시스템의 능동필터 블록도를 나타내고 있다.

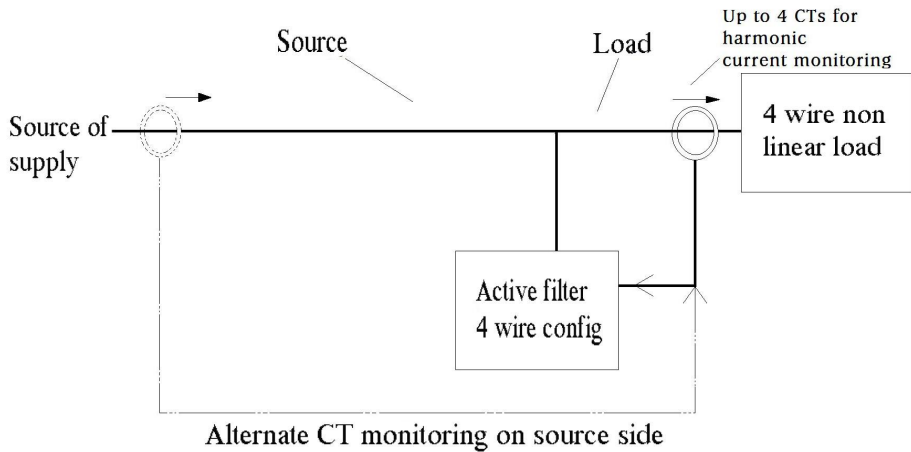


Fig. 3.3 block diagram of active filter on four-wire application

능동필터는 CTs (current transformers)를 사용하여 부하측의 3상전류를 모니터링 한다. CT에 의해 측정된 전압신호를 notch 필터에 통과시켜 기본파 주파수를 제거하면 고조파 성분만 남게 된다. 이 전압신호를 전류신호로 변환한 후 증폭하여 부하측에 주입하면 고조파 상쇄전류가 된다. 이론상 능동필터가 고조파 상쇄전류를 적절히 발생시켜 부하에 제공한다면 전원측은 정현파인 기본파만 공급하게 될 것이다.

3.3 3상 교류 및 직류 구동장치용 표준 리액터

인덕터라고 알려진 리액터는 성층철심 주위에 권선이 감긴 코일로서 전력용 변압기와 유사하다. 철심을 성층하는 것은 와류와 소음을 감소시키기 위한 것이다. 리액터는 구조는 단순하지만 비선형부하로 인해 발생하는 고조파를 감소시키는데 효과적인 방법으로 가변속 구동장치에 주로 사용된다. 리액터를 통과하는 전류가 변화하면 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 감소시키는데 이러한 특성이 가변속 구동장치나 다른 비선형부하에 의해 발생하는 고조파를 완화시킨다. 또한 교류 라인 리액터는 리액터 입력측 전압왜형률 V_{thd} 를 감소시킨다.

가변속 구동장치에는 교류와 직류리액터가 사용되는데 주로 다른 고조파 저감장치와 함께 설치된다. 교류 라인 리액터는 교류 라인측에, 직류 버스 리액터는 직류 버스에 사용된다. Fig. 3.4는 표준 6-펄스 교류 PWM 가변주파수 구동 장치의 블록도를 보여주고 있다.

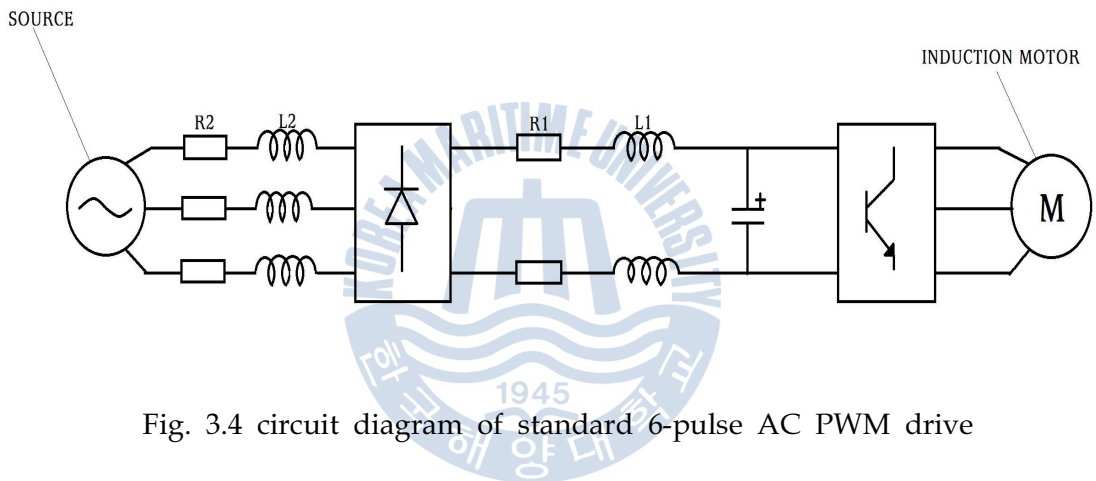


Fig. 3.4 circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive

3.3.1 교류 라인 리액터

교류 라인 리액터는 직류 버스 리액터에 비해 일반적이고 더 많이 사용된다. 교류 라인 리액터는 고조파를 감소시킬 뿐 아니라 정류단에 유입되는 돌발전압을 억제하는 역할도 한다. 단점은 리액터스에 비례하는 전압강하를 일으킨다는 점이다. 2~3[%]의 %리액턴스를 갖는 리액터가 가장 일반적으로 사용되고 5[%]가 통상 사용되는 최대치이다.

3.3.2 직류 버스 리액터

소수의 교류 PWM 구동장치 제작자들은 교류 라인 리액터로 인한 전압강하를 방지하기 위해 직류 버스에 리액터를 삽입하기도 한다. 이런 구동장치는 정류단 입구를 서지전압으로부터 보호할 수 있는 장치 뿐 아니라 직류 버스 전압에 영향을 줄 수 있는 돌발 상황을 제한할 수 있는 수단이 별도로 마련되어야 한다.

3.3.3 교류 라인 리액터 & 직류 버스 리액터

대형 구동장치에는 교류 라인 리액터와 직류 버스 리액터가 동시에 설치되기도 한다. 일반적으로 이 장치는 구동장치의 kVA 정격에 비해 단락용량이 적거나 전원이 왜란에 대해 민감한 경우에 사용된다. 직류 버스 리액터의 리액턴스가 작을 경우 교류 라인 리액터의 리액턴스를 증가시키면 고조파 감소현상이 뚜렷하지만 직류 버스가 4[%]이상이면 교류 라인 리액터의 고조파 저감 효과는 미미하다.

3.4 3상 교류 및 직류 구동장치용 특수 리액터

표준 리액터는 어느 정도 고조파를 완화하는 효과는 있지만 고조파에 대한 기준을 만족할 수 있을 정도로 충분한 성능을 가지고 있지는 않다. 보다 나은 성능을 가진 세련된 리액터가 필요하다.

3.4.1 광폭필터(wide spectrum filter)

광폭필터는 Fig. 3.5와 같이 리액터와 커패시터가 함께 설치된 다수의 가치를 가지고 있다.

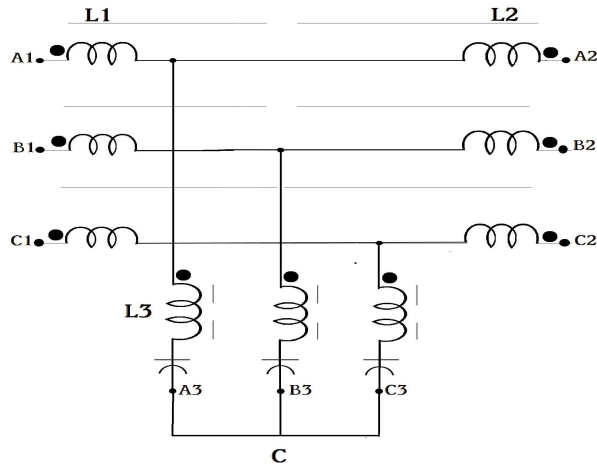


Fig. 3.5 wide spectrum filter schematic

세 개의 리액터 권선은 동일 철심에 감겨있다. 전원측에 있는 L1은 고임피던스 권선으로 고조파가 전원측으로 유입되는 것을 차단한다. 부하측의 보상권선 L2는 임피던스 및 전압강하를 감소시킨다. L2는 폭넓은 고조파 성분들이 출력에서 제거되도록 조정한다. L3는 소형 커패시터 뱅크를 사용하여 무부하시 전압상승과 무효전력을 감소시킨다. 광폭필터는 전압불균형이나 전압왜형률의 영향을 크게 받지 않고 6-펄스 단일 구동장치나 복수의 구동장치에 모두 사용될 수 있다. 광폭필터를 6-펄스 구동장치의 교류 라인 리액터 위치에 설치하면 정류기의 통전시간이 보다 연장되고 최대값이 감소하여 출력전압이 사다리꼴 형상을 가진다. 따라서 교류 라인 리액터나 직류 버스 리액터의 유무에 관계없이 I_{thd} 를 5~8[%]까지 감소시킬 수 있다. 사다리꼴 모양의 출력전압으로 인해 광폭필터는 속도가 일정한 유도전동기나 구동장치가 없는 부하에 연결되어서는 안 된다.

선박이나 해양플랜트용 2.5[MW]이하의 추진기, 트러스트, 케이블선 윈치, 압축기, 팬 및 펌프 구동장치 등에 사용될 수 있다. 또한 기존 설치된 장치에도 별도의 설계변경 없이 사용될 수 있다.

3.4.2 이중리액터(duplex reactors)

이중리액터는 1930년대에 개발되어 1980년대 중반부터 많은 선박에 사용되고 있다. 주로 추진 장치나 축 발전기로부터 유발된 고조파로 인해 선내 전원전압이 왜곡되는 것을 감소시키기 위해 적용되었다. 이중리액터는 Fig. 3.6과 같이 전기적으로는 분리되었지만 자기적으로는 결합된 두 개의 코일로 이루어져 있다. 1차 코일은 표준 리액터와 같이 부하와 직렬로 연결되고 2차 코일은 1차 코일과 역병렬로 연결되어 있다.

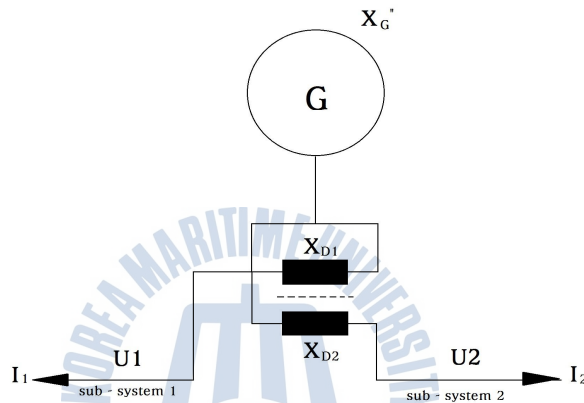
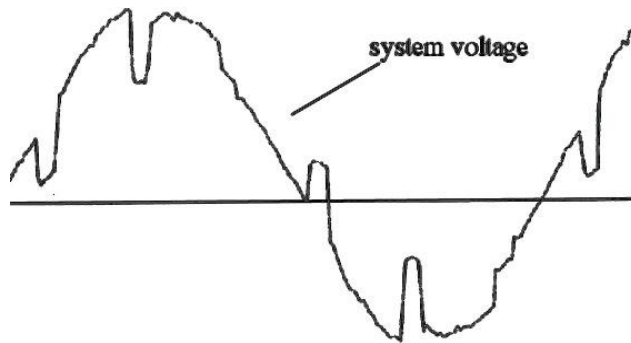
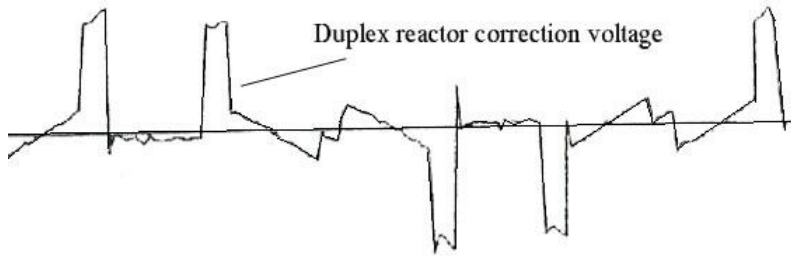


Fig. 3.6 Duplex reactor schematic

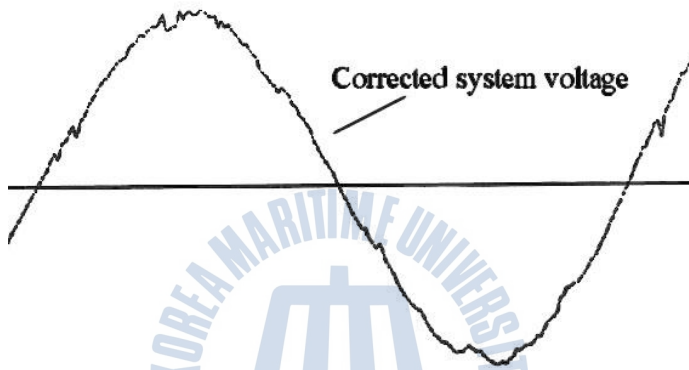
Fig. 3.7과 같이 1차 코일의 왜곡된 전압(a)에 2차 코일에서 유도된 수정전압(b)가 가해져 보상된 전압(c)가 산출된다.



(a) system voltage waveform



(b) correction voltage



(c) compensated voltage

Fig. 3.7 outputs of duplex reactor

3.5 수동 L-C필터(passive L-C filters)

수동 L-C필터는 인덕터와 커패시터로 구성되는데 때로는 저항이 첨가되기도 한다. 작동원리는 인덕터와 커패시터사이 에 주파수 변화로 인해 발생하는 공진현상을 응용한 것이다. 직렬공진시 인덕터와 커패시터의 리액턴스가 동일하게 되므로 비교적 작은 값인 저항이 임피던스의 전부가 된다. 인덕터-커패시터 직렬회로로 이루어진 직렬 수동필터를 비선형부하와 병렬로 연결하여 고조파에 대해 낮은 임피던스를 갖도록 조정하면 고조파를 완화시킬 수 있다. 일반적으로 5차와 7차 고조파 저감이 자주 사용되지만 11차와 13차도 적용될 수 있다. Fig. 3.8은 5차, 7차, 11차 및 13차 고조파를 감소시키기 위해 4개의 가지를 가진 필터를 도시하고 있다.

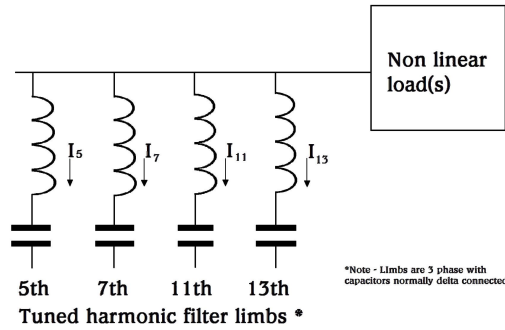


Fig. 3.8 simplified connection of multi-limbed passive filter

설계시 전원측의 임피던스도 고려해야한다. 왜냐하면 직렬공진이 발생하는 주파수 이하의 어느 주파수에서 병렬공진이 일어날 수도 있기 때문이다. 병렬 공진이 발생하면 전력계통에 정궤환(positive feedback)현상이 일어나서 전력소자의 오작동을 초래할 수 있기 때문이다. 수동필터는 전원측과 부하측의 임피던스 변화에 민감하다. 다른 전원으로부터 고조파를 끌어당기기도 한다. 따라서 이러한 점도 설계시 고려되어야한다. 전력계통과 고조파 대책 입안시 필터의 유효성과 필터로 인해 전력계통내의 공진가능성을 면밀히 탐색해야한다. 이러한 문제점에 대한 대책으로 Fig. 3.9와 같은 가변속 구동장치용 필터를 사용하기도 한다.

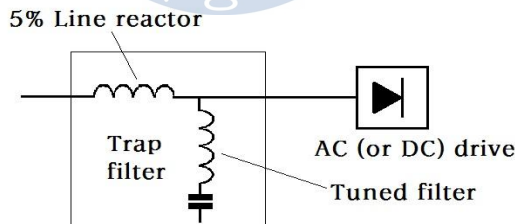


Fig. 3.9 simplified "drive applied" filter for variable speed drive

이것은 전원과 필터사이에 별도의 리액터(보통 5[%] 리액턴스)를 연결시킨 것이다. 이 리액터는 두 가지 기능을 한다. 첫째는 수동필터를 전원측으로부터 격리시킴으로써 전원측으로부터의 하향 고조파로 인한 과부하 가능성을 감소시킨다. 둘째는 전원측 고조파 전류 스펙트럼을 감소시킨다.

3.6 위상이동 변압기(phase shifting transformer)

300[kW]이상의 전동기나 고출력 비선형장비는 보통 “위상이동” 기법을 채용하여 입력 고조파 전류를 감소시킨다. 따라서 다수의 입력단이 설치되고 한쪽 단에서 발생한 고조파가 다른 단에서 생성된 고조파를 상쇄시키도록 연결한다.

한쪽 변환기에서 발생한 고조파가 다른 변환기의 고조파를 상쇄시키는 위상이동 기법을 다중 펄스 구동장치(multi-pulse drives)라 한다. 예를 들어 하나의 순변환기(input converter)를 갖는 3상 구동장치는 6-펄스 구동장치라 하고 두 개의 입력 정류기를 가지면 12-펄스, 3개를 가지면 18-펄스 구동장치가 된다. 이론적으로 상쇄되는 고조파는 펄스 수에 따라 달라진다. 12-펄스 구동장치의 경우 11, 13, 23, 25, 35 및 37차 등의 고조파가 잔존하게 되고 5, 7, 17 및 19차 고조파는 상쇄되어 나타나지 않는다. 18-펄스장치는 17, 19, 35, 37, 47 및 49차 등이 대표적인 고조파이다. 12-펄스 시스템이 가장 보편적으로 사용되지만 고조파에 대한 규제가 보다 까다로워지고 있어 최근에는 18-펄스 시스템도 많이 등장하고 있다. Fig. 3.10은 2차 권선이 Y결선과 Δ결선으로 이루어진 두 개의 6-펄스 입력브리지를 가진 12-펄스 구동시스템을 나타내고 있다.

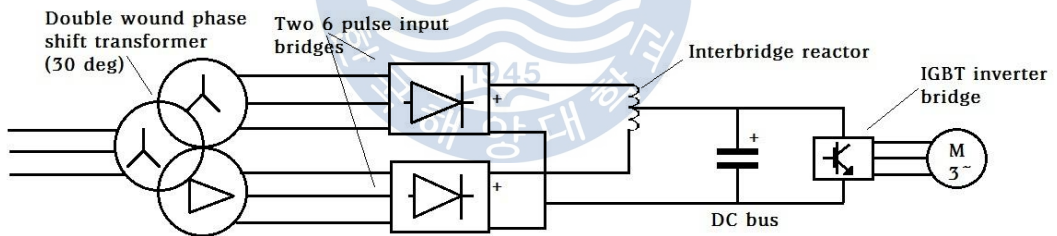


Fig. 3.10 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer

2차 전압은 30°의 위상차를 가지므로 직류 인터브릿지 리액터를 사용하여 정류기의 도통각이 120° 보장되고 회로가 균형을 이룬다면 5차 및 7차 고조파는 상쇄된다. 그러나 만일 각 상전압의 크기나 위상이 달라져서 평형을 상실하면 변압기의 1차 측에 5차 및 7차 고조파가 크게 증가할 수 있다. 이 불균형은 변압기나 정류기 제작과정에서의 허용오차로 인해 발생할 수도 있다. 2차 측의 전압이나 정류기의 불균형 등으로 인한 영향을 감소시키기 위해 변압기의 누설

임피던스를 5[%]정도로 비교적 증가시켜야한다. 전압왜형률이 높은 선박이나 해양플랜트에서 위상이동 시스템이 효과적으로 동작하도록 하기 위해서는 각 개별 비선형장비에 분리형 고조파 완화 장치를 설치함으로써 전체적인 전압왜곡의 정도를 감소시키는 것이 바람직하다.

3.7 전자필터(electronic filter)

3.7.1 능동필터(active filter)

능동필터는 고조파 저감 및 무효전력 보상을 위해 1990년대 이후 산업현장에 널리 사용되고 있다. 수동 L-C필터와는 달리 능동필터는 네트워크에 공진을 발생시킬 우려가 없고 전원 임피던스의 변화에도 영향을 받지 않는다. 능동필터의 일반적인 형태인 병렬 능동필터를 Fig. 3.11에 도시하였다.

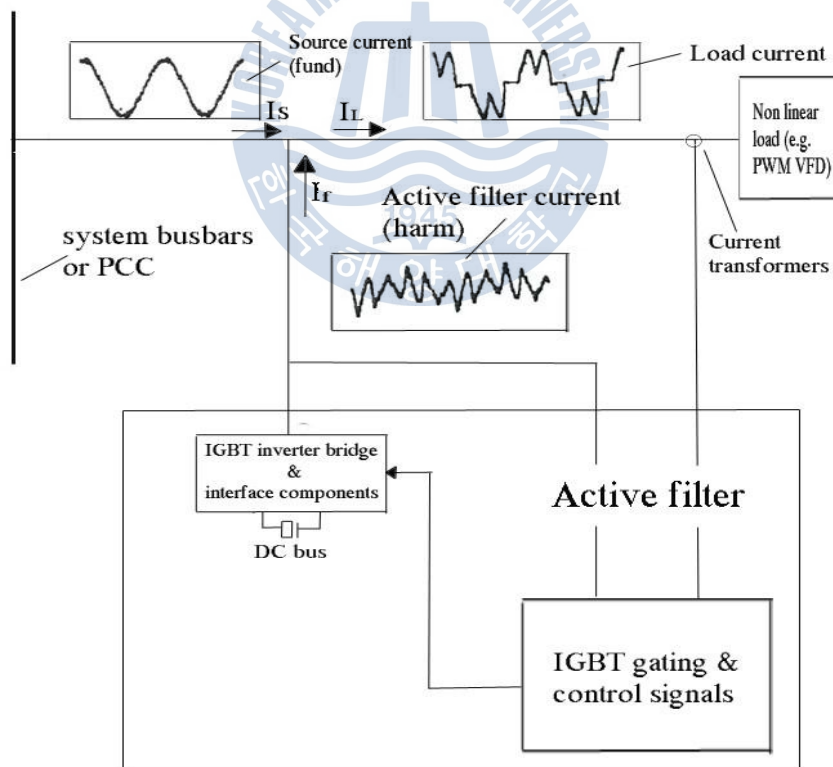


Fig. 3.11 block diagram of shunt connection active filter

Fig. 3.11에서 각 회로전류들의 관계는 식 (3-2)와 같다.

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

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

능동필터는 CT를 사용하여 비선형 부하전류를 측정한다. CT로부터 검출한 전압신호를 노치 필터에 가하여 기본파 성분을 제거하면 고조파 전류성분을 얻을 수 있다. 이 신호를 제어시스템에 가하여 IGBT 점호패턴을 발생시켜 고조파 전류를 복제 및 증폭한 후 부하에 주입한다. 이 전류를 고조파 보상전류라 한다. 즉 능동필터는 비선형부하에 그 장치가 제대로 작동하기 위한 고조파전류를 공급하고 반면에 전원은 단지 기본파만 제공한다. 대부분의 능동필터는 공급전압의 왜곡이 심할 경우 필터 입력측의 커패시터 성분이 손상을 입음으로 인해 제대로 작동하지 않는다. 능동필터는 부하측 전류불균형을 보상할 수 있는 기능도 가지고 있고 사이리스터구동장치로 인한 라인 노칭을 감소시키기도 한다. 하지만 전원측 전압불균형에는 매우 민감하다.

3.7.2 능동-수동필터(hybrid active-passive filter)

능동-수동필터는 다량의 고조파를 제거해야하는 장치 등에 병렬 능동필터의 대안이 될 수 있다. 수동필터요소는 능동필터의 장점은 그대로 유지하면서 능동필터의 전류부담을 감소시킬 수 있다. 또한 수동필터에 능동필터를 연결함으로써, 전력계통에 병렬공진이 발생할 가능성 및 부하특성과 전원임피던스 변화에 따른 성능변화 등 수동필터의 단점을 제거할 수 있다. Fig. 3.12는 병렬수동-능동필터의 계통도를 보여주고 있다. 능동필터와 5차 및 7차 고조파를 제거하기 위한 수동 L-C필터로 구성되어있다.

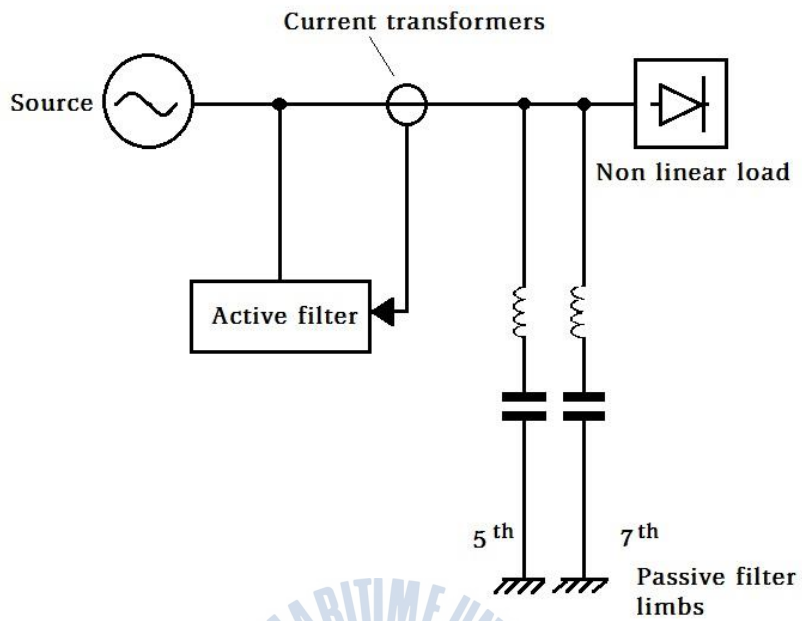


Fig. 3.12 theoretical shunt passive-active hybrid filter



제 4 장 본 논문에서 제안하는 고조파 저감방식

4.1 파형정형 원리

Fig. 4.1은 이 논문에서 제안하고 있는 정류기를 나타내고 있다. 두 개의 강제 전류(轉流) 스위치 S_1 과 S_2 는 전류 I_{S1} , I_{S2} 의 파형을 필요한 정형(整形)하고, 그렇게 함으로써 입력 전류 I_A , I_B 및 I_C 가 완전한 정현파와 전류가 될 수 있다.

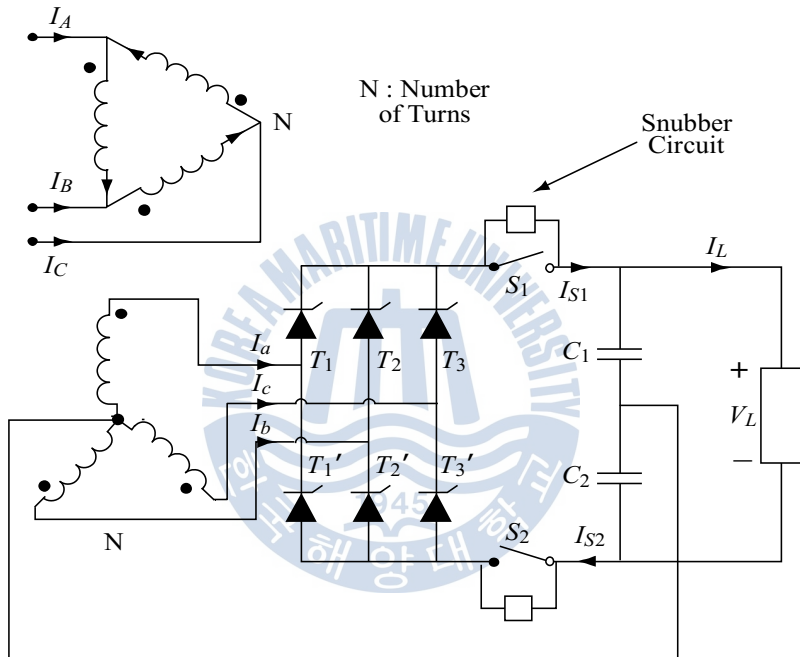


Fig. 4.1 Proposed configuration with high-quality input/output waveforms.

Fig. 4.2는 적절한 스위칭 동작을 통해 전류 I_{S1} 과 I_{S2} 가 어떻게 특정 기준 값을 추종하는지를 보여준다. 스위치 전류가 A와 같이 상위 밴드를 초과하면 스위치가 열리고 스위치 전류는 스너버 회로를 통해 흐르기 시작한다. 다시 B와 같이 하위 밴드이하로 하강하면 스위치는 닫히고 전류가 증가하기 시작한다. 따라서 스위치는 기준 값을 추적하게 된다.

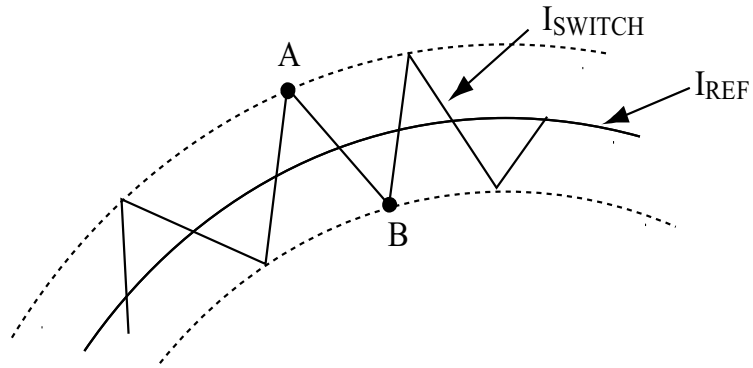


Fig. 4.2 Switching process of switches S_1 and S_2

Fig. 4.3은 강제 전류 스위치 S_1 과 S_2 을 통해 정형되어야할 전류 형상을 보여준다. I_M 은 정형될 전류파형의 최대치이다.

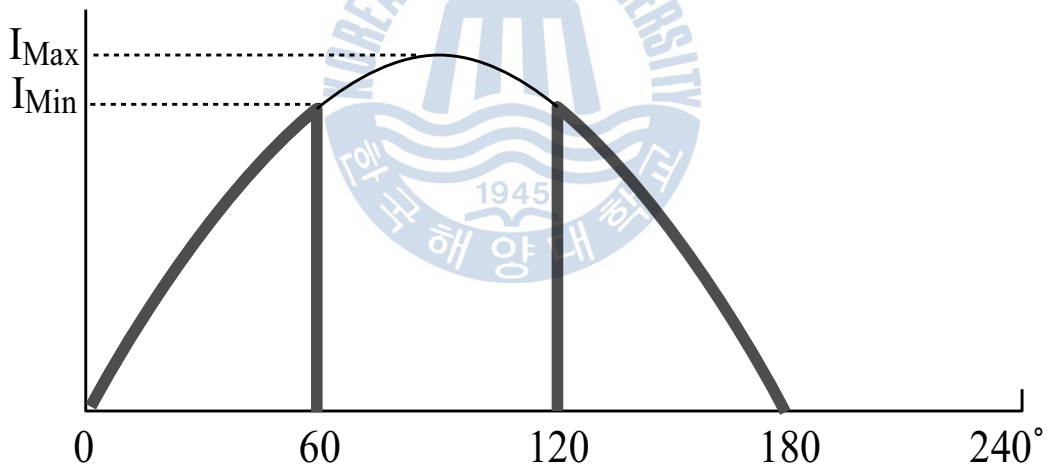


Fig. 4.3 Geometry of the semitriangular currents.

Fig. 4.1과 같은 회로에서 전류 I_a , I_b 및 I_c 는 6-펄스 전파정류기의 대표적인 교류 라인 전류이다. 만약 리플이 없다면 상부가 평평한 형상이 될 것이다. 그러나 본 논문에서 제안된 방식을 사용하면 전류 I_{S1} , I_{S2} (Fig. 4.4)의 파형형상으로 인해 I_a , I_b , I_c 는 혹 모양을 띠게 된다.

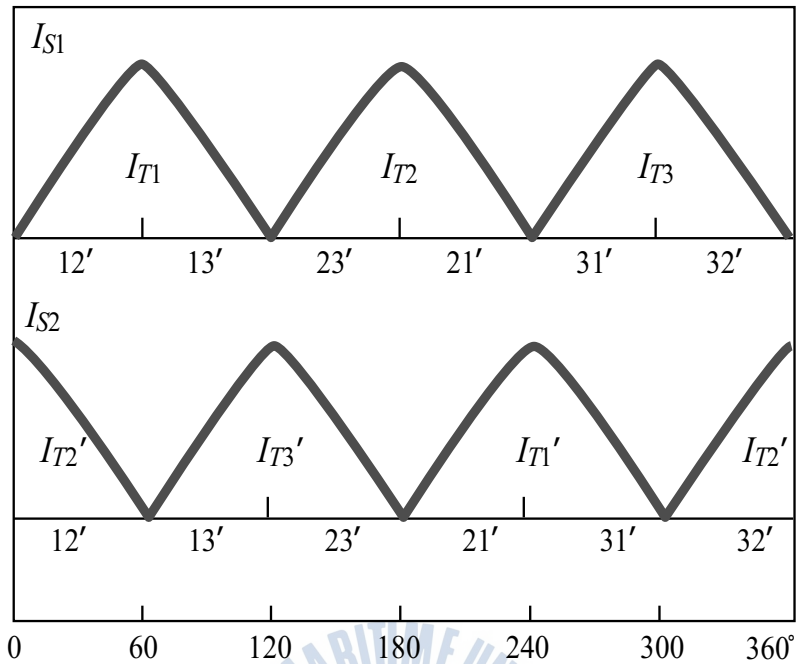


Fig. 4.4 Currents I_{S1} and I_{S2}

Fig. 4.5 ~ Fig. 4.7은 만약 DC측의 I_{S1} , I_{S2} 전류가 스위치 S_1 과 S_2 에 의해 전술한 바와 같이 완벽하게 정형되면 AC측의 입력전류 I_A , I_B , I_C 는 이론적으로 순수한 정현파를 나타낼 것이라는 것을 보여주고 있다. 또한, Fig. 4.5는 W_1 , W_2 두 개의 창을 사용하여 I_A 가 순수한 정현파 모양이 된다는 것을 나타내고 있다.

첫 번째 창에서

$$I_A = I_{\max} \sin(\omega t) \tag{4-1}$$

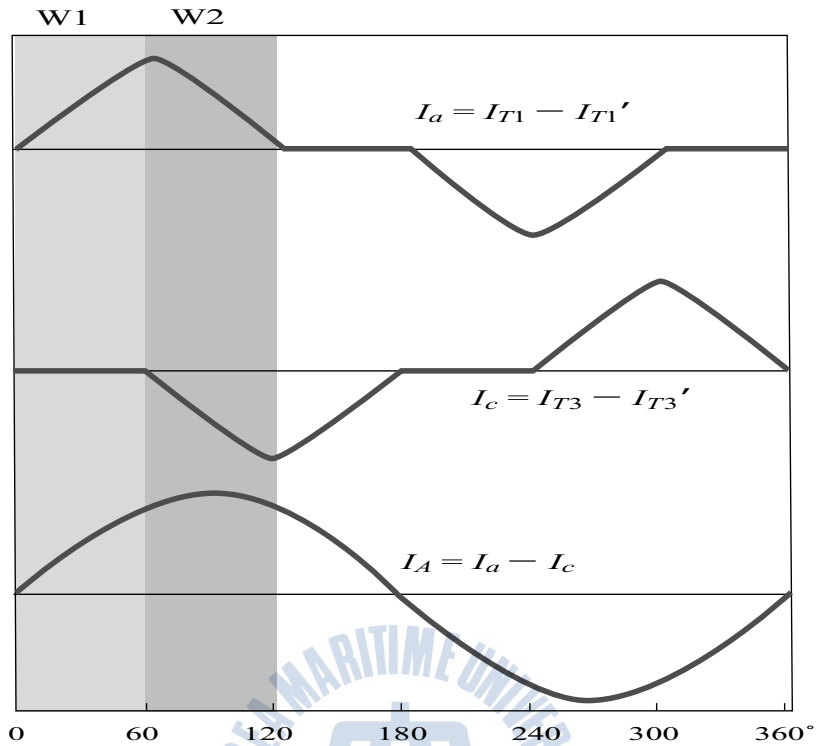


Fig. 4.5 Construction of the input current I_A

두 번째 창에서

$$I_A = I_{\max} \sin(\omega t + 60^\circ) + I_{\max} \sin(\omega t - 60^\circ) \quad (4-2)$$

$$I_A = I_{\max} \sin(\omega t) \quad (4-3)$$

앞서 언급한 바와 같이, 직류 레일의 +, - 측에 직렬로 배치된 스위치는 전류 I_{S1} , I_{S2} 가 온/오프 동작에 의해 미리 설정된 기준치를 추종하게 한다. 따라서 스위치 S_1 과 S_2 는 완벽한 전류원이 되고, 교류 및 직류 전류 성분은 페루프를 형성하여 전류원(電流源) 주위를 자유롭게 순환한다. I_{S1} 과 I_{S2} 의 직류 성분은 동일하지만 교류 성분은 서로 상이하다.(Fig. 4.4)

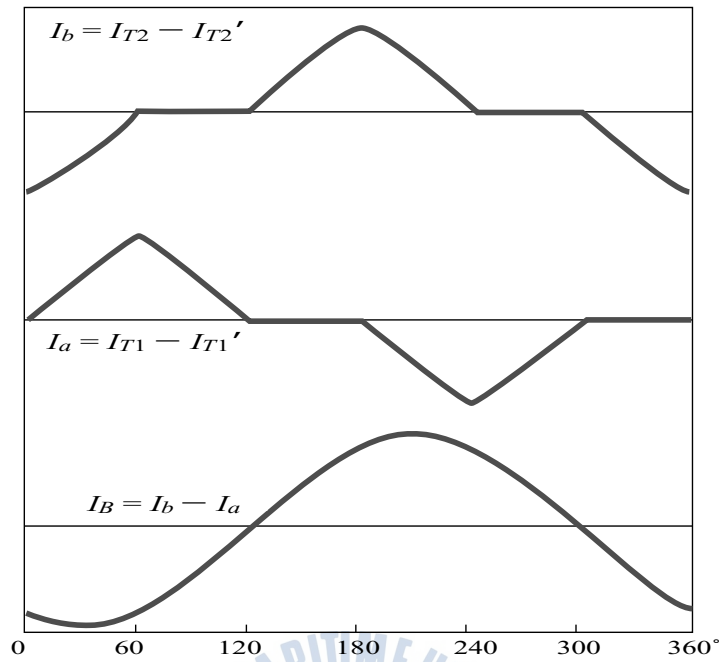


Fig. 4.6 Construction of the input current I_B

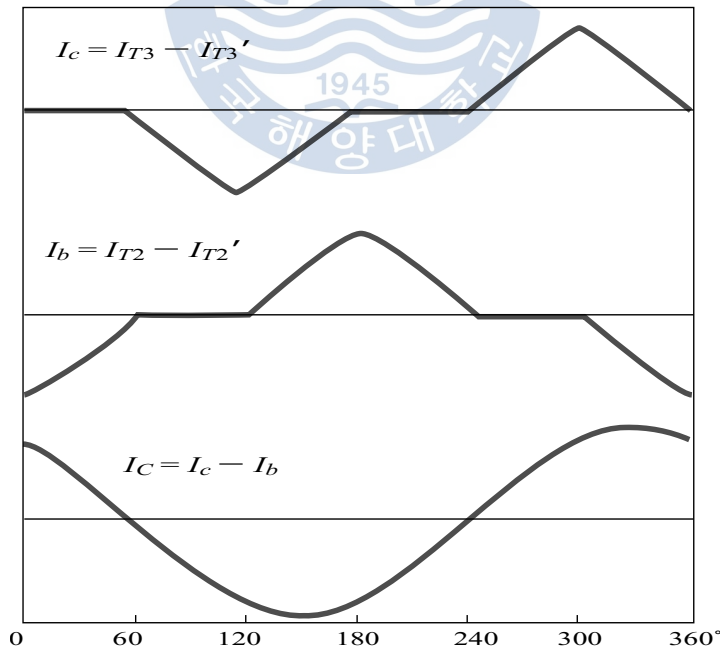


Fig. 4.7 Construction of the input current I_C

4.2 전류기준치 산정

Fig. 4.1에서 강제 전류 스위치 S_1 과 S_2 에 인가되는 최대 전압은 $V_L/2$ 이다. 또한, Fig.3.2와 Fig. 4.4에서 스위치 S_1 과 S_2 에 흐르는 최대 전류 I_M 은 다음과 같이 계산 된다.

$$I_L = I_{S1} = I_{S2} \quad (\text{average values}) \quad (4-4)$$

$$I_L = \frac{2}{2\pi} \int_0^{60^\circ} I_X \cdot \sin\theta \cdot d\theta \quad (4-5)$$

$$I_X = \frac{I_M}{\sin 60^\circ} = \frac{2 \cdot I_M}{\sqrt{3}} \quad (4-6)$$

$$I_L = \frac{2}{2\pi} \int_0^{60^\circ} \sin\theta \cdot d\theta = \frac{3 \cdot I_M}{\pi \sqrt{3}} \quad (4-7)$$

$$I_M = \frac{\pi \sqrt{3}}{3} \cdot I_L = 1.814 \cdot I_L \quad (4-8)$$



제 5 장 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 제안된 6-펄스 전파정류기 입력전류 고조파 저감방식의 유효성을 입증하기 위하여 380[V], 20[kVA], 60[Hz]장치를 모델로 삼아 소프트웨어 PSIM 프로그램을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. Fig. 5.1은 과형정형회로를 장착하지 않은 기존의 프로그램도이고, Fig. 5.2는 본 논문에서 제안된 방식의 프로그램도이다.

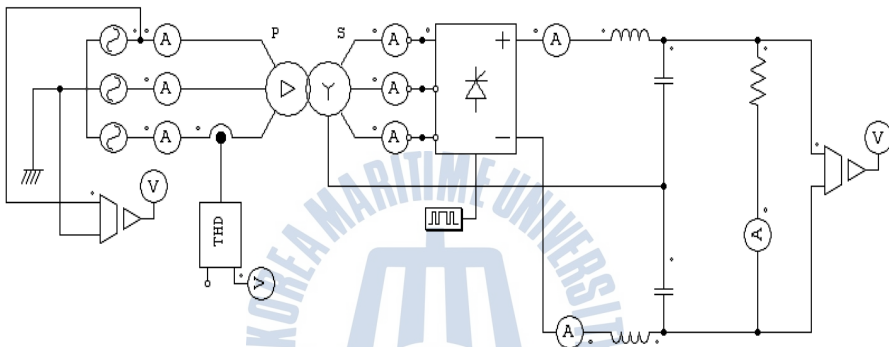


Fig. 5.1 simulation program diagram of the conventional rectifier

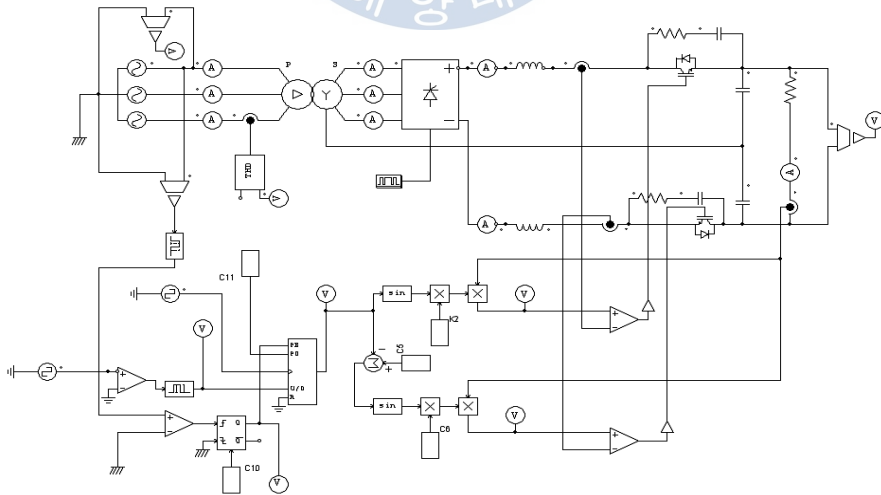
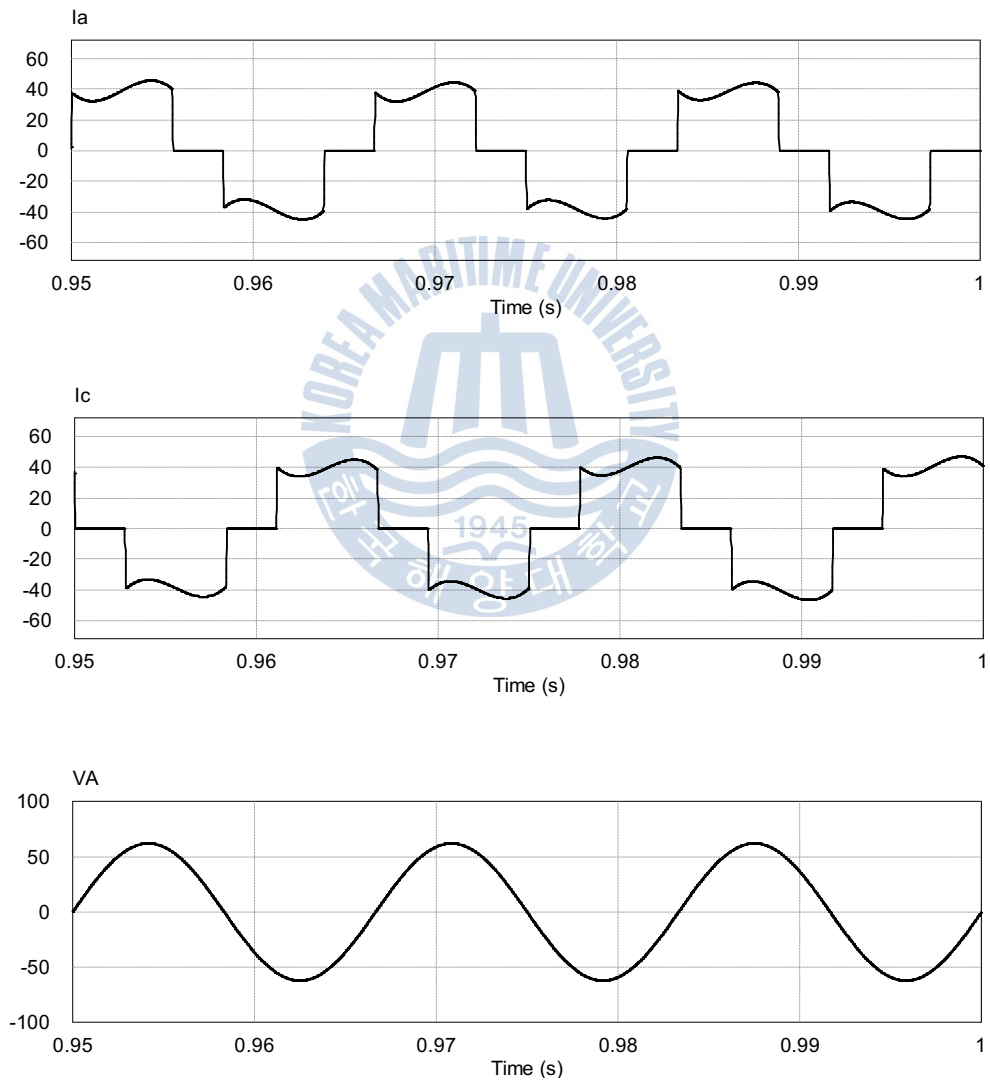


Fig. 5.2 simulation program diagram of the proposed rectifier

Fig. 5.3은 사이리스터 지연각이 0° 인 경우 기존 정류장치의 I_a , I_c , V_A , I_A 및 I_A 의 총고조파왜형율을 도시하고 있다. 반면에 Fig. 5.4는 본 논문에서 제안하는 파형정형회로가 설치된 정류회로의 I_a , I_c , V_A , I_A 및 I_A 의 총고조파왜형율과 이 경우의 스위치 전류 I_{s1} 및 I_{s2} 을 나타내고 있다. 입력전류가 거의 완전한 정현파로 개선됨을 알 수 있으며 총고조파 왜형율도 기존 정류장치를 사용하는 경우의 32[%]에 비해 2.5[%]로 저감됨을 알 수 있다.



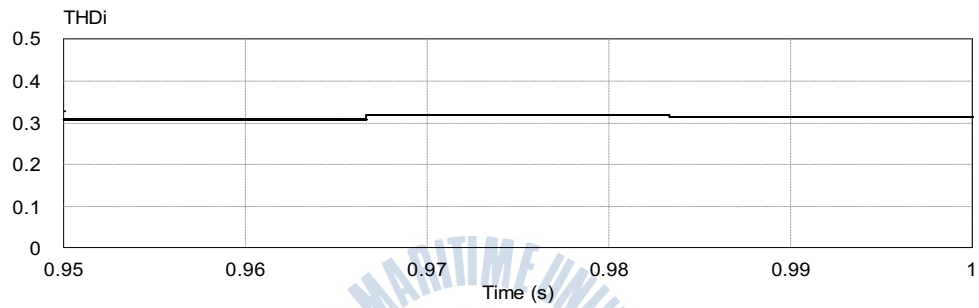
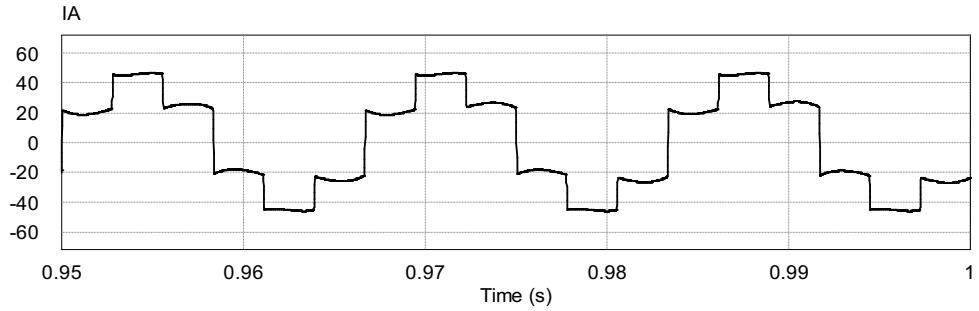
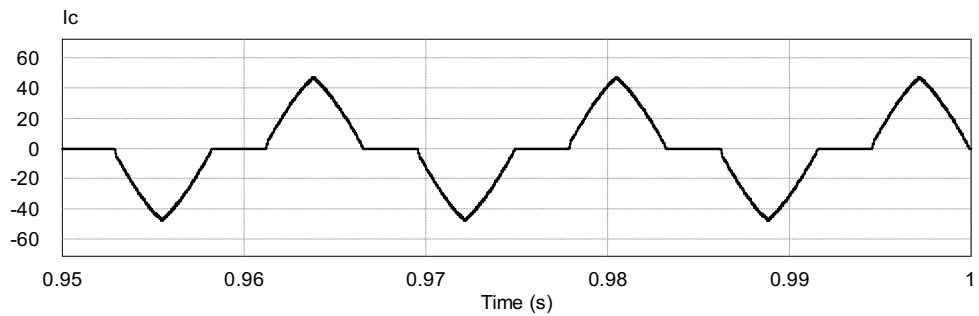
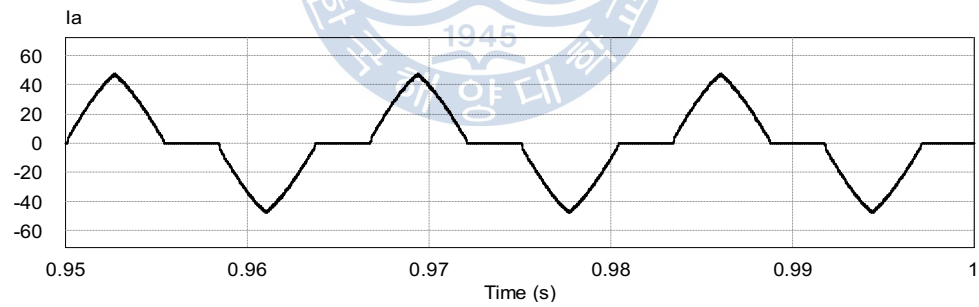


Fig. 5.3 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A and THD of I_A without switch $\alpha = 0^\circ$



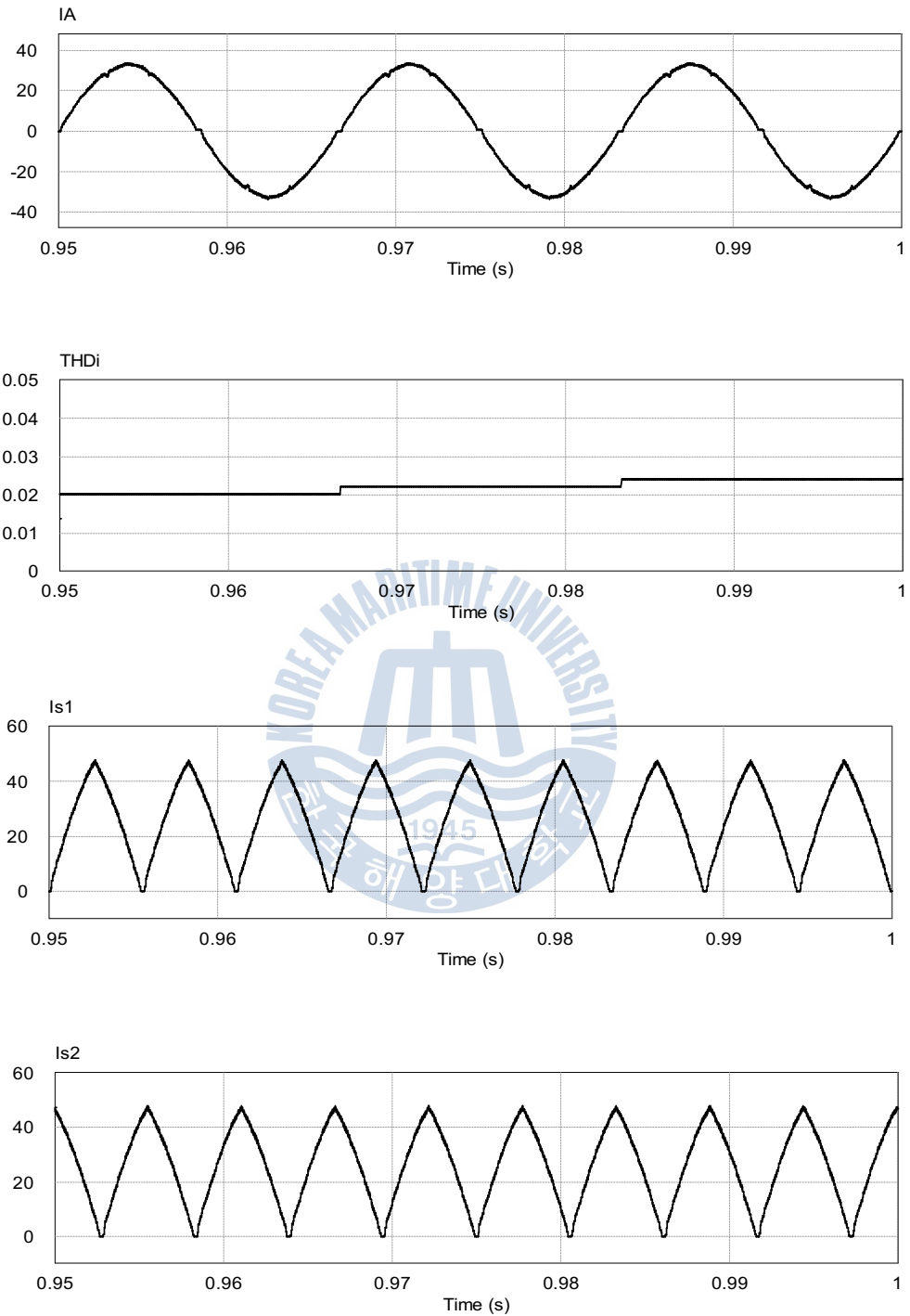
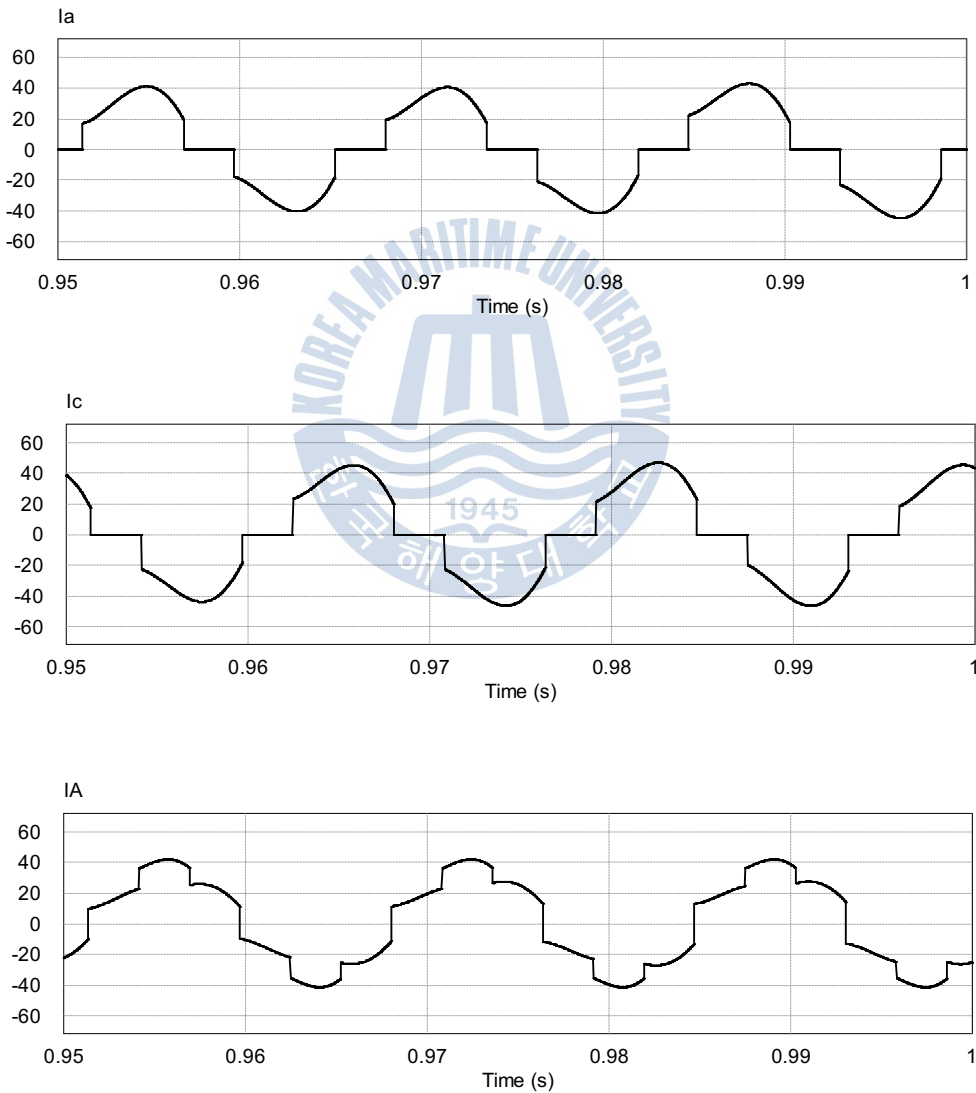


Fig. 5.4 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A and THD of I_A and rectifier output current I_{s1} , I_{s2} with switch $\alpha = 0^\circ$

Fig. 5.5는 사이리스터 지연각이 30° 인 경우 기존 정류장치의 I_a , I_c , I_A 및 I_A 의 총고조파왜형을 보여주고 있으며 Fig. 5.6은 과형정형회로가 설치된 정류회로의 I_a , I_c , I_A 및 I_A 의 총고조파왜형율과 이 경우의 스위치 전류 I_{s1} 및 I_{s2} 을 나타내고 있다. 도통각이 지연되어 입력전압이 감소할 경우에도 입력전류가 거의 완전한 정현파로 개선됨을 알 수 있으며 총고조파왜형율도 양호함을 볼 수 있다.



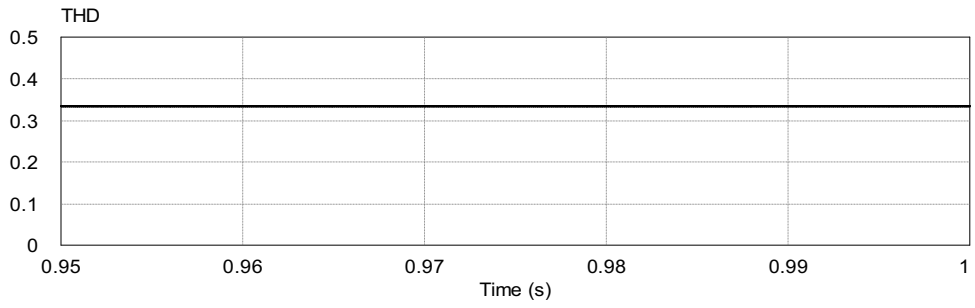
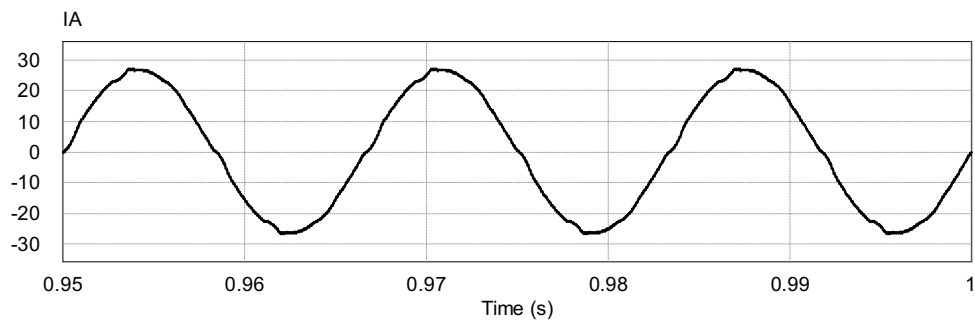
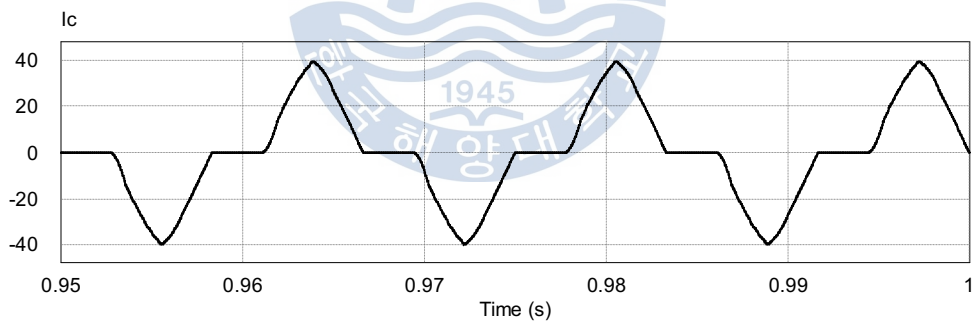
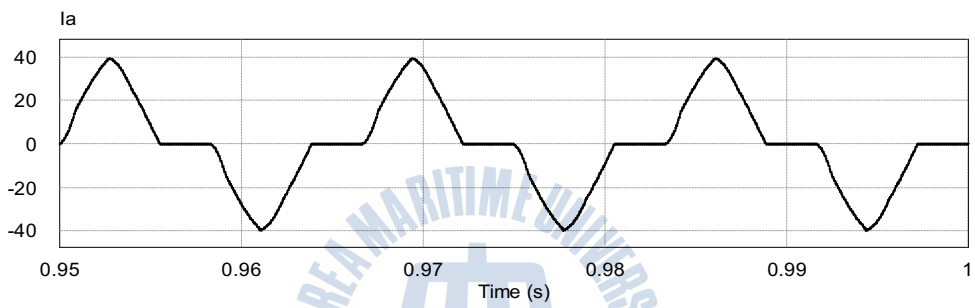


Fig. 5.5 Current I_a , I_c , source current I_A and THD of I_A without switch $\alpha = 30^\circ$



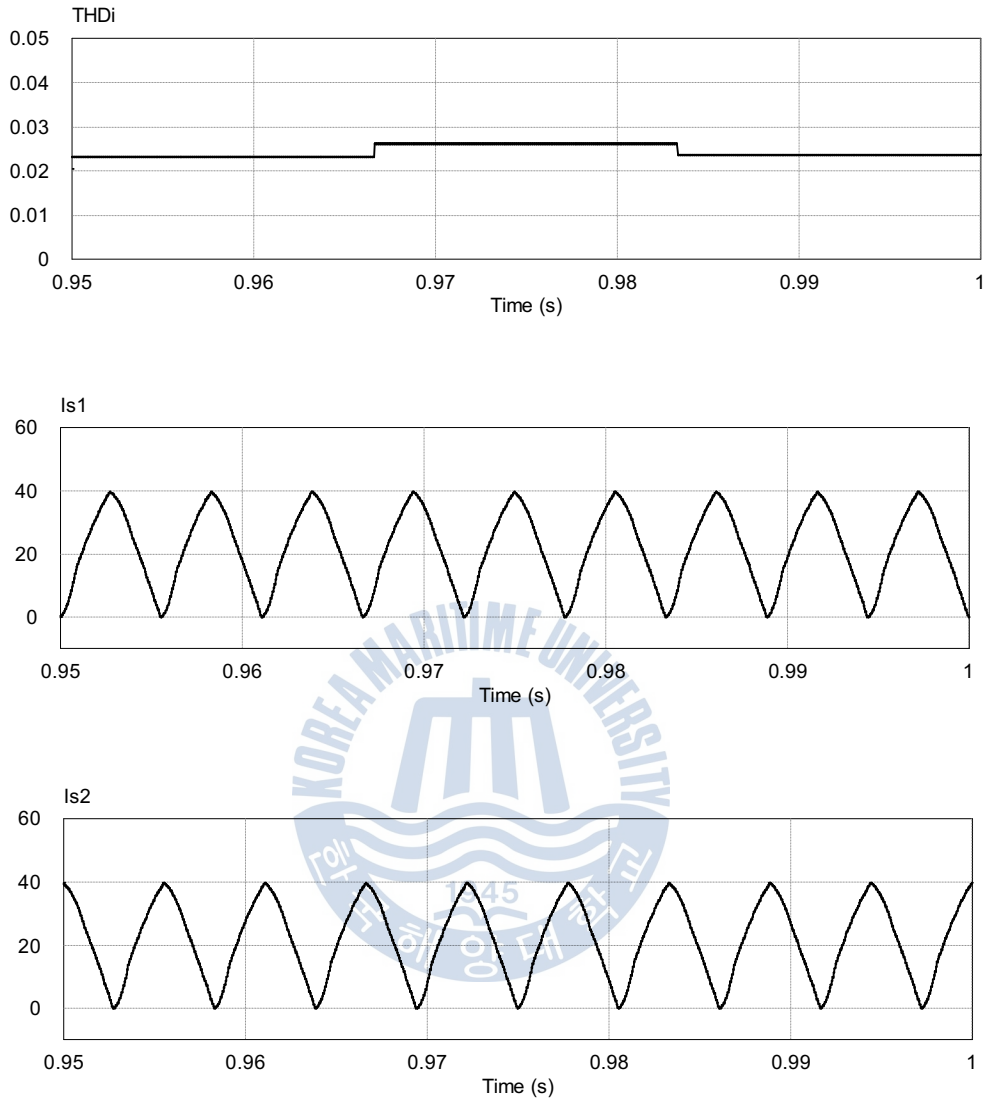


Fig. 5.6 Rectifier input current I_a , I_c , source voltage & current V_A , I_A and THD of I_A and rectifier output current I_{s1} , I_{s2} with switch $\alpha = 30^\circ$

제 6 장 결론

다이오드를 이용한 정류기는 산업현장에서 널리 응용되고 있다. 그러나 입력 전류에 많은 저차고조파가 포함되어 공급전압을 왜곡시켜 전력의 품질을 저하시키므로 이를 완화시킬 수 있는 적절한 설비가 필요하다.

고출력 장치에는 정류기에 의해 전력시스템에 유입되는 고조파전류를 감소시키기 위해 수동필터(passive filter)를 설치하는 것이 일반적이다. 하지만 필터 설치로 인해 부피가 크게 증가하고 전 시스템의 가격이 상승한다.

6 펄스 브리지 정류기는 널리 이용되어오고 있지만, 입력 전류 왜곡에 대한 효율적인 대안이 가장 중요시 되고 있다. 본 논문은 이 문제에 대한 단순하고 값싼 해결책을 제시하고 있다.

직류 링크단에 강제 전류(轉流)스위치를 장착하여 출력전류의 파형을 정형함으로써 입력전류를 거의 완전한 정현파로 만들어 주어 고조파를 획기적으로 감소시켰다.

실험 장치를 구성하여 이 방식의 유효성을 확정하는 것을 차후 과제로 남겨둔다.

참고문헌

- [1] Control of Harmonics in Electrical Power Systems, ABS, May 2006.
- [2] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Standard 519, 1992.
- [3] Limits for Harmonics Current Emissions (Equipment Input Current < 16 A per Phase), IEC 1000-32 International Standard, 1995.
- [4] Limitations of Emission of Harmonic Current in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment With Rated Current Greater Than 16 A, IEC 61000-3-4, 1998.
- [5] J. Rodriguez et al., "PWN regenerative rectifiers: State of the art," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 790-797, Feb. 2005.
- [6] B. M. Bird, J. F. Marsh, and P. R. McLellan, "Harmonic reduction in multiplex convertors by triple-frequency current injection," Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, Oct. 1969.
- [7] A. Ametani, "Generalised method of harmonic reduction in ac/dc convertors by harmonic current injection," Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 119, no. 7, pp. 875-864, Jul. 1972.
- [8] J. F. Baird and J. Arrillaga, "Harmonic reduction in dc ripple reinjection," Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 127, no. 5, pp. 294-301, Sep. 1980.
- [9] M. E. Villablanca and J. Arrillaga, "Single-bridge unit-connected HVdc generation with increased pulse number," IEEE Trans. Power Del., vol. 8, no. 2, pp. 681-688, Apr. 1993.

- [10] N. Mohan, M. Rastogi, and R. Naik, "Analysis of a new power electronics interface with approximately sinusoidal 3-phase utility currents and a regulated dc output," IEEE Trans. Power Del., vol. 8, no. 2, pp. 540-546, Apr. 1993.
- [11] J. Kolar and F. Zach, "A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 4, pp. 456-467, Aug. 1997.
- [12] S. Choi, C. Won, and G. Kim, "A new three-phase harmonics-free rectification scheme based on zero-sequence current injection," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 2, pp. 627-633, Mar./Apr. 2005.

