

工學博士 學位論文

개선된 보조전원장치에 의한
고조파저감에 관한 연구

A Study on Harmonic Reduction Scheme
By the Advanced Auxiliary Voltage Supply

指導教授 金 成 煥

2015年 2月

韓國海洋大學校 大學院

메카트로닉스工學科

尹 斗 吾

本 論 文 을 尹 斗 吾 의 工 學 博 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 工 學 博 士 李 成 根



委 員 工 學 博 士 金 宗 洙



委 員 工 學 博 士 吳 世 眞



委 員 工 學 博 士 尹 璟 國



委 員 工 學 博 士 金 成 煥



2014年 12月 19日

韓國海洋大學校 大學院

메카트로닉스工學科

尹 斗 吾

목 차

제 1 장 서 론	1
제 2 장 고조파의 발생과 영향	4
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	14
2.2.3 유도전동기	14
2.2.4 가변속 구동장치(variable speed drives)	15
2.2.5 조명장치	16
2.2.6 무정전 전원장치	17
2.2.7 전선(電線; Cable)	17
2.2.8 계측장치	18
2.2.9 전화기	18
2.2.10 회로차단기	19
2.2.11 릴레이	19
2.2.12 커패시터	20
제 3 장 고조파 완화 및 저감 대책	21
3.1 3상 3선 배선시스템	21

3.1.1 위상이동(phase shifting)	21
3.1.2 능동필터(active filter)	21
3.2 3상 4선 배선시스템	22
3.2.1 zero sequence 변압기(zig-zag transforme	23
3.2.2 능동필터(active filter)	24
3.3 3상 AC 및 DC 구동장치용 표준 리액터	25
3.3.1 AC line 리액터	26
3.3.2 DC bus 리액터	26
3.3.3 AC line 리액터 & DC bus 리액터	26
3.4 3상 AC 및 DC 구동장치용 특수 리액터	27
3.4.1 광폭필터(wide spectrum filter)	28
3.4.2 이중리액터(duplex reactors)	29
3.5 수동 L-C필터(passive L-C filters)	31
3.6 위상이동 변압기(phase shifting transformer)	32
3.7 전자필터(electronic filter)	34
3.7.1 능동필터(active filter)	34
3.7.2 능동-수동필터(hybrid active-passive filter)	35
제 4 장 본 논문에서 제안하는 고조파 저감방식	37
4.1 기본개념	38
4.2 AVS(보조 전원장치)의 삽입	40
4.3 AVS의 개요	40
4.4 AVS의 동작원리 및 해석	42

제 5 장 시뮬레이션 및 검토	49
5.1 컴퓨터 시뮬레이션 다이어그램	49
5.2 시뮬레이션 결과	50
5.2 시뮬레이션 결과 검토	78
제 6 장 실험 및 검토	81
6.1 실험장치의 구성	81
6.2 실험 결과 검토	85
제 7 장 결 론	97

참고문헌



그림 목 차

Fig.2-1 Voltage and current waveforms for linear 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 switched mode power supply	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 Phase shifting of three-wire nonlinear loads	22
Fig.3-2 Zero sequence transformer on four-wire system	23
Fig.3-3 Block diagram of active filter on four-wire application	24
Fig.3-4 Circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive	25
Fig.3-5 Wide spectrum filter schematic	27
Fig.3-6 Duplex reactor schematic	29
Fig.3-7 Outputs of duplex reactor	30
Fig.3-8 Simplified connection of multi-limbed passive filter	31
Fig.3-9 Simplified "drive applied" filter for variable speed drive	32
Fig.3-10 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer	33
Fig.3-11 Block diagram of shunt connection active filter	34
Fig.3-12 Theoretical shunt passive-active hybrid filter	36
Fig.4-1 Auxiliary-supply assisted 12-pulse diode rectifier	37

Fig.4-2 Hypothetical input current waveforms	38
Fig.4-3 Frequency spectra of hypothetical input current	39
Fig.4-4 Voltage and current waveforms without AVS	40
Fig.4-5 Detailed circuit of rectifier, Rec1	42
Fig.4-6 Waveforms of rectifiers with auxiliary voltage supply v_i	43
Fig.4-7 Waveforms of the proposed auxiliary voltage supply	46
Fig.5-1 Simulation diagram using PSIM for the proposed scheme	49
Fig.5-2 Simulation voltage and current waveforms without AVS (Load Factor 100%)	52
Fig.5-3 Simulation voltage and current waveforms with the square wave – AVS (Load Factor 100%)	54
Fig.5-4 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 100%)	57
Fig.5-5 Simulation voltage and current waveforms without AVS (Load Factor 50%)	58
Fig.5-6 Simulation voltage and current waveforms with the square wave – AVS (Load Factor 50%)	60
Fig.5-7 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 50%)	62
Fig.5-8 Simulation voltage and current waveforms without AVS (Load Factor 30%)	63
Fig.5-9 Simulation voltage and current waveforms with the square wave – AVS (Load Factor 30%)	65
Fig.5-10 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 30%)	67
Fig.5-11 Simulation voltage and current waveforms without AVS (Load Factor 20%)	69

Fig.5-12 Simulation voltage and current waveforms with the square wave – AVS (Load Factor 20%)	71
Fig.5-13 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 20%)	73
Fig.5-14 Simulation voltage and current waveforms without AVS (Load Factor 10%)	74
Fig.5-15 Simulation voltage and current waveforms with the square wave – AVS (Load Factor 10%)	76
Fig.5-16 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 10%)	78
Fig.5-17 Comparison of THD by changing the rate of load	80
Fig.6-1 Configuration of auxiliary voltage supply used for experiment	81
Fig.6-2 Configuration of the experimental devices	83
Fig.6-3 Configuration of the PWM Inverter	84
Fig.6-4 Configuration of the Transformers and Rectifiers	84
Fig.6-5 Simulation voltage and current waveform without AVS wave – (Load 300W)	86
Fig.6-6 Simulation voltage and current waveform with the square wave – (Load 300W)	88
Fig.6-7 Simulation voltage and current waveform with the Advanced wave – (Load 300W)	90
Fig.6-5 Simulation voltage and current waveform without AVS – (Load 300W)	86
Fig.6-6 Simulation voltage and current waveform with the square wave – (Load 300W)	88
Fig.6-7 Simulation voltage and current waveform with the Advanced	



Abstract

Diode rectifiers are very popular in industry. However, they include large low-order harmonics in the input current and do not satisfy harmonic current content restrictions. To reduce the harmonics to the power system, several methods have been introduced. It is heavy and expensive solution to use passive filters as the solution for high power application. Another solution for the harmonic filter is utilization of active filter, but is too expensive solution. Diode rectifiers with configurations using switching device have been introduced, but are very complicated.

The combined 12-pulse diode rectifier with the square wave-auxiliary supply has been introduced. It has the advantages that auxiliary circuit is simple and inexpensive compared to other strategies.

The advanced wave auxiliary voltage supply in this thesis is presented as a new solution. It shows the improved result for reducing THD compared to the case inserting a single phase square wave auxiliary voltage supply. Especially, for the case with a low load factor, it shows a outstanding improvement of THD.

Theoretical analysis of the combined 12-pulse diode rectifier with the advanced auxiliary supply is presented and control methods of the auxiliary supply is proposed. The reduction in the input current harmonics is verified by simulation using software PSIM and experiment.

제 1 장 서 론

1.1 연구배경 및 동향

다이오드 정류기는 산업 현장에서 다양하게 응용되고 있다. 그러나 다이오드 정류기는 입력 전류에 많은 저차 고조파를 포함하고 있어 전력 품질에 영향을 줄 수 있다. 전력 품질의 저하는 장비와 시스템의 운전에 영향을 줄 뿐 아니라, 안전에도 악영향을 끼칠 수 있다.

정류기로부터 전력 시스템에 유입되는 고조파 전류를 줄이기 위한 방법으로 수동필터(passive filter)를 일반적으로 설치하고 있지만, 수동 필터의 추가로 장비의 부피가 크게 증가하고 전 시스템의 가격이 상승하는 단점이 있다. 고조파 저감을 위한 다른 방법인 능동필터(active filter)도 비용이 높아지고, 전체 시스템 및 제어가 복잡해질 수 있다는 단점이 있다. 그 외에, 스위칭 장치나 다양한 수동소자를 사용하여 고조파를 저감하는 여러 방식들이 제안되었지만, 고출력 장치에 사용되기에는 너무 복잡한 것이 대부분이다.

고출력 장치를 위한 고조파 저감장치로서 6-펄스 정류기(6-pulse rectifier) 2대로 구성된 12-펄스정류기가 널리 쓰이고 있다. 위상이동 변압기(phase shifting transformer)에 의한 12-펄스정류기(12-pulse rectifier)는 각 6-펄스 정류기에서 발생하는 5차 및 7차 고조파가 서로 상쇄되므로 고조파 성분이 감소하지만, 11차 및 13차 고조파 전류는 여전히 입력전류에 남아 있게 된다.

12-펄스정류기에 남는 11차 및 13차 고조파를 제거하기 위한 다양한 방법이 제안되고 있다. 다중 교환 탭이 장착된 상간 리액터(interphase reactor)를 사용하는 방법, 능동 상간 리액터(active interphase reactor)를 갖는 평행연결 다이오드 정류기(parallel-connected diode rectifier)도 발표되었고, 보조회로가 장착된 2차 권선을 갖는 상간 리액터(interphase reactor)를 사용하는 방법, 보조회로를 갖는 직렬연결 이중 3상 다이오드정류기(series-connected double

three-phase diode rectifiers with auxiliary circuits)뿐 아니라 직류전류의 품질 보정(current shaping of the DC current)이 요구되는 직류링크(DC link)에 능동 스위치(active switch)를 사용하는 방법 등이 제안되었으나, 이 방법들의 문제점은 보조 회로의 동작이 매우 복잡하다는 것이다.

또한, 12-펄스 정류기에 직렬 능동필터를 사용하는 방법, Shunt Hybrid 필터를 사용하는 방법, 구형파 인버터를 이용한 고조파 능동필터(a square-wave inverters-based dominant harmonic active filter) 등이 제안되었으나, 이 방법들의 문제점은 능동필터를 적용함에 따라 시스템의 가격이 비싸진다는 것이다.

위에서 기술한 문제점들을 개선하기 위해 12-펄스정류기의 커패시터 중앙 DC버스에 보조전원장치를 설치하는 방법이 제안되었다. 이 방식의 가장 큰 장점은 보조전원장치의 전원이 전압의 크기를 조절할 수 있는 구형파전압(square wave voltage)이면 충분하다는 것이고 능동필터와 같은 다른 방식에 비해 구조가 간단하고 저렴하다는 것이다. 그러나 이 방법은 12-펄스 정류기의 고조파 왜형률을 24-펄스 정류기 수준으로 개선하였지만, 부하율이 낮아지는 경우 고조파 왜형률이 급격하게 커지는 단점이 있다.

1.2 연구 목적과 구성

본 논문에서는 12-펄스정류기의 커패시터 중앙 DC버스에 개선된 보조전원을 설치하는 방법을 제안하였다.

11차 및 13차 고조파가 감소하는 이론적인 배경을 다루었으며 부하전류의 크기, 전원전압의 위상 및 크기, 커패시터 전압에 따라 개선된 보조전원의 파형 및 크기가 어떻게 제어되어야 하는지를 제시하였다.

본 방식은 저부하에서 고부하에 이르는 전 영역에서 구형파 보조전원장치를 삽입한 경우보다 고조파 왜형률을 더욱 더 감소시킬 수 있을 뿐 아니라, 특히 부하율이 낮은 경우에 훨씬 뛰어난 고조파 저감 효과를 보인다는 장점이 있다.

소프트웨어 PSIM을 활용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 방식의 유효성을 입증하였고 실험을 통해 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

- 1장에서는 연구배경, 동향, 연구목적 및 논문 구성에 대해 기술하고
- 2장에서는 고조파전류 및 전압왜곡이 발생하는 원인과 영향에 대하여 기술하였다.
- 3장에서는 고조파 전류를 저감시키기 위한 여러가지 방법들과 그 장·단점을 기술하였다.
- 4장에서는 본 논문에서 제안하는, 12-펄스 정류기용 개선된 보조전원장치를 이용한 고조파 저감방식의 회로도, 이론적인 배경 및 제어방식 등을 상세히 기술하였다.
- 5장에서는 본 논문에서 제안한 고조파 저감방식의 유효성을 평가하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.
- 6장에서는 실험 장치를 구성하여 본 논문에서 제안한 고조파 저감방식의 성능을 확인하였다.
- 7장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 고조파 저감방식의 연구결과를 요약하고 평가하였다.

제 2 장 고조파의 발생과 영향

2.1 고조파의 발생

2.1.1 고조파의 정의

전력시스템에서 인가된 전압에 비례하는 전류가 흐르는 장치를 선형부하라 한다. 선형부하의 예로는 발열저항을 사용하는 히터, 백열등 등이 있고 선형부하에 흐르는 교류전압과 전류는 Fig.2-1과 같다.

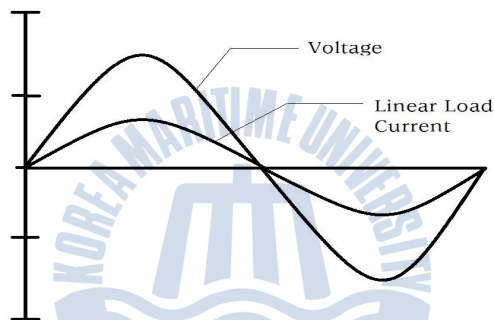


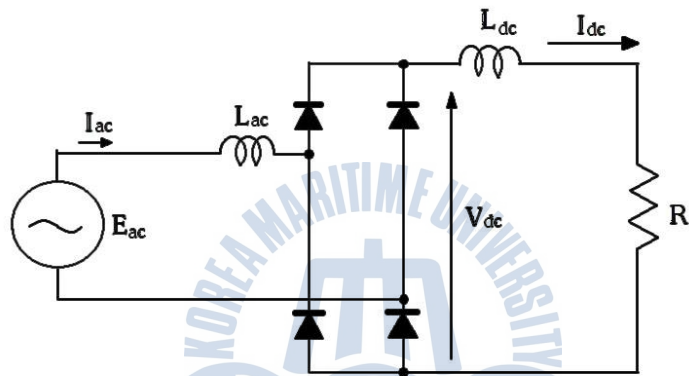
Fig.2-1 Voltage and current waveforms for linear load

반면에, 비선형부하란 공급전압과 전류의 형상이 일치하지 않는 장치들을 의미하며 그 예로는 방전등, 컴퓨터 및 가변속 구동장치 등이 있다. 비선형부하에 흐르는 전류는 본질적으로 기본파 외에 기본파의 n 배인 다양한 주파수 성분을 함유하고 있는 데 이를 n 차 고조파라 한다. 주파수에 따라 제 2 또는 제 3 고조파 등으로 불리며 파형이 정현파가 아닌 변형된 파형의 경우는 반드시 고조파를 포함하고 있다. 다시 말해서 고조파는 기본파의 정수배를 갖는 전압, 전류를 말하며 일반적으로 50차수 정도 까지를 말한다. 그 이상은 고주파(high frequency) 혹은 Noise로 구분한다. 전력계통에서 논의되는 고조파의 범위는 제 5고조파에서 제 37차 고조파 까지를 의미하며 고조파의 대상이 되는 주파

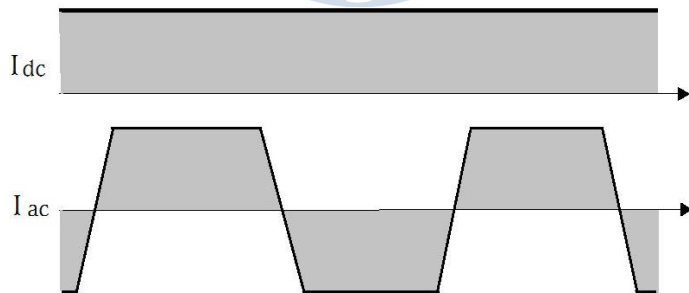
수 범위는 일반적으로 약 50차(약 3kHz)까지 정도이다.

2.1.2 고조파의 발생

비선형부하에 의해 비정현파 전류가 흐르고 이로 인해 고조파 전류가 발생함으로써 전원 측 임피던스에 의해 전압과형이 왜곡되는 과정을 간단한 예를 통해 추적해 보자. Fig.2-2(a)는 R-L부하를 갖는 단상전파정류기이고 (b)는 이 회로에 흐르는 부하 측과 전원 측의 전류이다.



(a)



(b)

Fig.2-2 Single phase full wave rectifier
(a) diagram (b) load and supply current

Fig.2-3은 전원 측 전압과 임피던스를 간략하게 나타내는 회로도이다. 고조파 전류가 전원 측 임피던스를 통과함으로 말미암아 유발되는 전압강하는 식(2-1)이 된다.

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

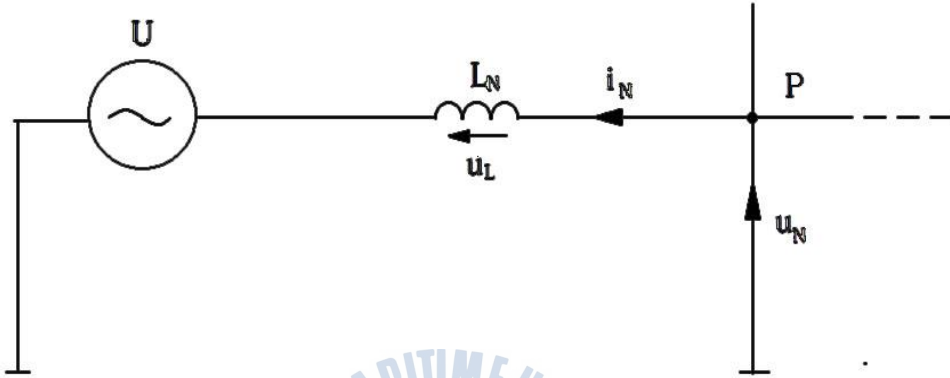


Fig.2-3 Simple single line diagram

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

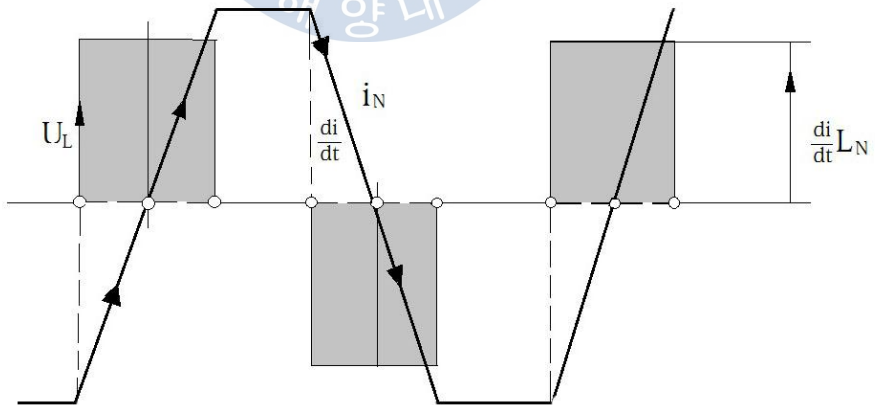


Fig.2-4 Load current and voltage drop waveforms

고조파를 포함한 전류가 전원 측 임피던스를 통과함으로써 말미암아, 각종 부하에 인가되는 단자전압은 발전기 유기전압으로부터 임피던스 전압강하를 뺀 값이 되므로 Fig.2-5와 같이 왜곡된 파형이 된다.

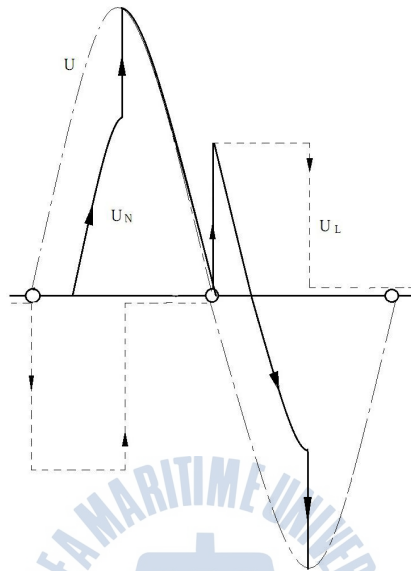


Fig.2-5 Voltage distortion produced by harmonic currents

비선형부하의 대부분은 전력변환을 위하여 전력용 반도체소자를 사용하는 장치들이다. 또한 이런 장치들은 컴퓨터에 의해 ON-OFF제어가 수행되는데 여기에 공급되는 전력의 전형적인 파형은 Fig.2-6과 같다.

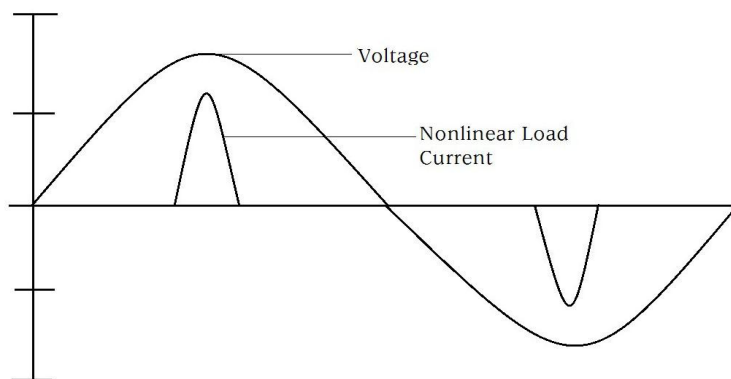


Fig.2-6 Typical waveforms produced by computer-controlled unit

Fig.2-6에서 왜 전류파형이 펄스와 비슷한 형상을 보이는 지를 알아보기 위해 Fig.2-7과 같은 단상 전원공급 장치를 고려해 보자.

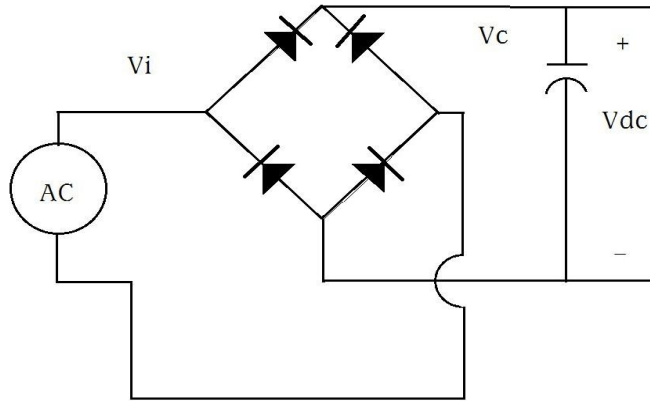


Fig.2-7 Single-phase switched mode power supply

이런 형태의 전원공급 장치는 안정되고 평활한 DC전압과 전류를 내부 시스템 및 각 요소들에 공급하기 위하여 커패시터를 사용한다. 다이오드 정류기는 한 방향으로만 전류를 도통시키고 커패시터는 에너지를 저장하는 기능을 한다. 입력전압이 커패시터 충전전압보다 높은 경우에만 다이오드가 통전되므로 전원 측에서 흘러나가는 전류는 펄스 형이 되어 Fig.2-8과 같이 다양한 고조파가 포함된다.

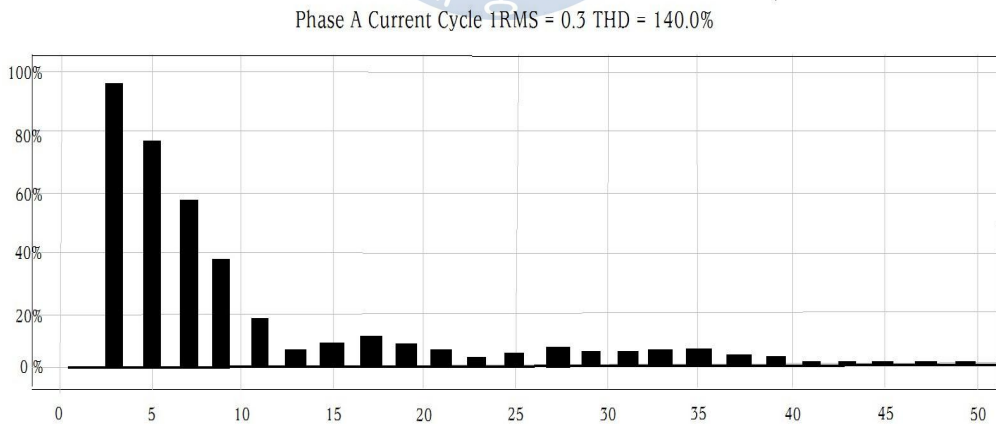


Fig.2-8 Harmonic spectrum of currents drawn by computer switched mode power supply

고조파 전압과 전류는 기본파 주파수의 정수배이다. 예를 들어 전원 주파수가 60[Hz]라면 5차 고조파는 300[Hz]이고 7차 고조파는 420[Hz]가 된다. 고조파가 기본파에 더해지면 합성파(complex wave)가 되는데 Fig.2-9는 기본파에 3차 고조파가 첨가된 합성파의 일례를 도시하고 있다.

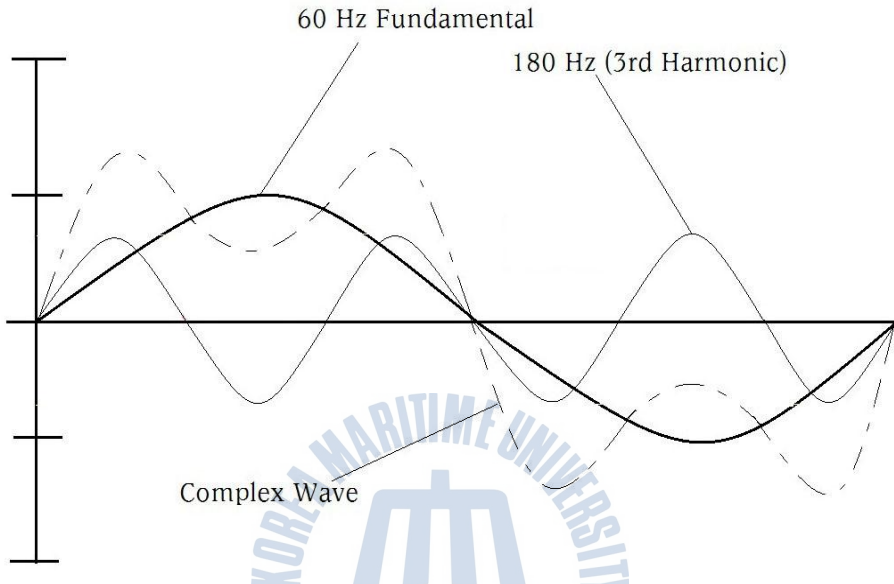


Fig.2-9 Construction of complex wave

Fig.2-9는 양과 음의 면적이 동일한 대칭파형인데 이 경우는 홀수 고조파만 존재하지만, 상하의 파형과 면적이 동일하지 않는 비대칭파형일 경우에는 홀수와 짝수 고조파가 공존하게 된다.

2.1.3 고조파의 해석

Fig.2-10은 비선형부하로 인하여 비정현파 전류가 유발되고 이 전류가 전원과 부하사이의 각종 임피던스요소를 관통하는 모습을 나타내고 있다. 고조파 전류가 시스템 임피던스를 통과함으로써 Ohm의 법칙에 의한 전압강하가 각 고조파 주파수에 따라 발생한다. 각 파형의 전압강하 벡터 합이 총 전압 왜형

값이 되는데 이 값은 각 주파수에 있어서 임피던스와 고조파전류의 크기에 따라 달라진다.

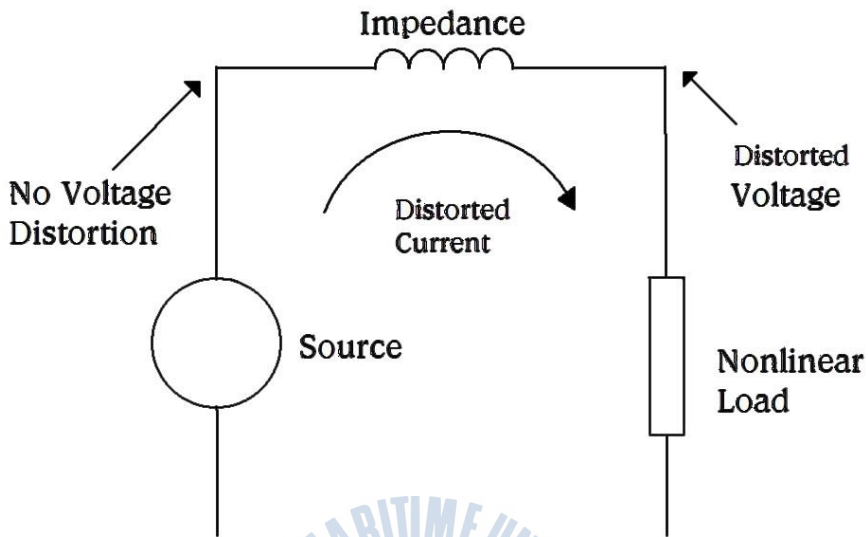


Fig.2-10 Voltage distortion induced by distorted current

Fourier 급수에 따르면, 모든 주기함수는 기본파와 기본파의 정수배인 고조파의 sine함으로 나타낼 수 있다. 따라서 비정현파 혹은 합성파의 순시값은 식 (2-2)가 된다.

$$v = V_0 + \sqrt{2}[V_1\sin(\omega t + \psi_1) + V_2\sin(\omega t + \psi_2) + V_3\sin(\omega t + \psi_3) + \dots + V_n\sin(\omega t + \psi_n)] \quad (2-2)$$

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

ψ ; 위상각, ω ; $2\pi f$, f ; 기본파 주파수

위식을 급수형식으로 나타내면 다음과 같다.

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

전압 및 전류의 실효값은 식(2-4) 및 식(2-5)가 된다.

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

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

따라서 실효값으로 나타낸 전압과 전류의 고조파 왜형률은 다음 식들이 된다.

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

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

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 전력계통내에 고조파 전류가 발생하면 그 시스템의 모든 구성요소에 크고 작은 부작용을 야기 시킨다. 이 절에서는 고조파 전류가 각 부에 어떤 영향을 끼칠 수 있는 지를 고려해 본다.

2.2.1 발전장치

선박이나 해양플랜트에 사용되는 발전기는 전원 임피던스가 육상 변압기의 3~4배에 달하므로 고조파 전압이나 전류의 발생으로 인한 영향이 훨씬 크다. 고조파가 발전기에 흐르면 철손과 동손의 증가로 기기의 온도상승을 초래할 뿐 아니라 국부적인 가열 및 토크맥동도 수반될 수 있다. 동손은 표피효과(skin effect)의 영향도 받는다. 표피효과란 전류가 도체의 바깥 표면층을 따라 흐르는 경향을 말하는데 기본 주파수에 대해서는 전류의 분포가 도체의 전 횡단 면적에 고르게 분포되므로 표피효과는 거의 무시할 수 있지만, 고조파 전류가 흐를 경우 표피효과로 인해 도체의 유효 단면적이 감소하여 저항이 증가한 셈이 되므로 동손 I^2R 는 크게 상승하게 된다. 비선형부하가 인가되면 발전기의 출력을 감소시키는 것이 바람직하다. 고조파 전류는 항상 정 방향 및 역 방향의 한 쌍으로 나타나는데 이 두 고조파는 회전자의 과열을 초래할 뿐 아니라 축 진동을 유발시킨다. 예를 들어 5차 및 7차 고조파는 기본파와의 상호작용으로 인해 기본파의 6배가 되는 토크맥동을 일으킨다. 이로 인해 발전기의 축은

심각한 진동스트레스를 받게 된다. 또한 발전기는 정현파 전압을 단자에 공급할 수 있도록 설계되었는데 비선형 전류가 흐르게 되면 고조파 전류와 시스템 임피던스로 인한 전압강하로 인해 전압파형을 왜곡시킨다.

최근의 발전기는 전압과 주파수를 일정하게 제어하기 위해 전자식 조속기 (electronic governors)를 채용하는데 이 장치는 전압 및 주파수를 측정할 때 영점 교차회로(zero crossover ; 정현파 전압이나 전류가 제로 축을 통과하는 시점을 측정하는 회로)를 사용한다. 만일 고조파나 돌발적인 전압변화(line notching ; SCR 등의 ON-OFF으로 인한 순간적인 전압변화)로 인해 오동작된 zero crossover가 측정된다면 전압과 주파수 제어회로는 불안정해지고 헛팅을 동반할 수 있다. Fig.2-11은 line notching의 일례를 보여주고 있다.

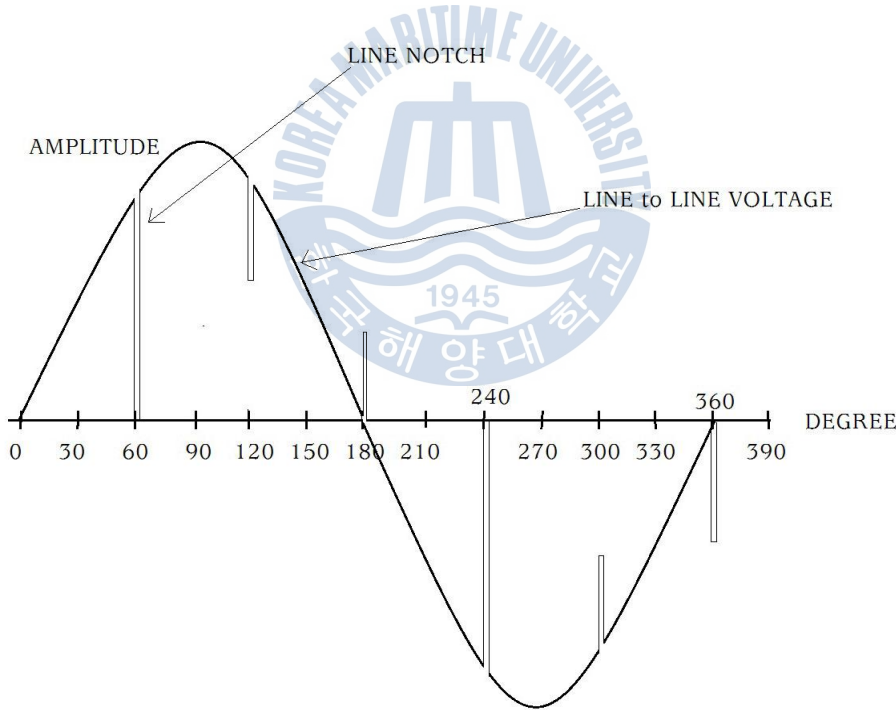


Fig.2-11 Example of "line notching"

2.2.2 변압기

변압기 손실에는 무부하손과 부하손이 있는데, 무부하손은 철심을 자화시키기 위해 요구되는 최대자속에 따라 변하므로 고조파 전류로 인한 영향은 미미하지만 부하손은 고조파 전류가 유입될 때 상당히 증가한다. 변압기에 고조파가 발생하면 철손, 동손 및 표류부하손 등이 증가하여 온도를 상승시키고 절연내력을 감소시킬 뿐 아니라 소음을 발생시킬 수도 있다. 또한 3상 4선식의 경우 선형부하라면 3의 배수 고조파는 상쇄되어 중성도체에 나타나지 않지만 비선형 부하가 인가되면 3의 배수 고조파가 중성도체에 더해져 180[Hz]의 3차 고조파 전류가 크게 상승하여 변압기를 가열시킬 수 있다.

2.2.3 유도전동기

유도전동기에 고조파가 유입되면 변압기에서와 마찬가지로 철손 및 동손이 증가하여 고정자권선, 회전자권선 및 성층철심 등의 온도를 상승시키는데 이 손실은 특별히 300[Hz]이상의 주파수에서는 표피효과까지 부가되어 더욱 증가한다. 또한 고조파가 인가되면 축 전류가 발생하여 회전자를 가열시킬 뿐 아니라 베어링의 윤활이 원활하지 못하게 되어 베어링을 손상시킨다. 고조파 전류는 베어링 전류를 유발시킬 수도 있는데 이것은 교류 가변속 구동장치에 일반적으로 사용되는 절연 베어링을 사용하여 방지할 수 있다.

기본파와 같은 방향으로 회전하는 성분(7, 13, 19차 등)은 토크 발생에 도움이 되지만 반대 방향으로 회전하는 고조파(5, 11, 17차 등)는 회전자의 회전을 방해하므로 고조파의 유입으로 인해 토크맥동이 커져 회전이 원활하지 못 하게 된다. 방폭 전동기의 경우, 정현파 전압이 인가되면 내부에서 화염이 발생하더라도 외부로 전달이 되지 않지만 고조파 전압이 가해지면 회전자가 가열되어 화염봉쇄 능력이 소실되므로 화염이 외부 위험지역으로 유출될 수도 있다.

2.2.4 가변속 구동장치(variable speed drives)

모든 종류의 가변속 구동장치는 전력용 반도체 소자를 사용하여 교류전원을 정류하기 때문에 고조파를 발생시킨다. 그러나 이 소자들 또한 고조파 입력으로 인해 손상을 입거나 파손될 수도 있다. 일반적으로 구동장치의 정격이 증가할수록 고조파나 line notching에 둔감하다. 전류원 인버터나 고출력에 주로 사용되는 사이클로컨버터(AC to AC converter)는 고조파의 영향을 상대적으로 적게 받는다. line notching은 저속에서 큰 토크를 발생시키는 구동장치에 큰 영향을 끼칠 수 있다. 소형, 단상, 리액터를 사용하지 않는, 2-펄스 PWM 구동장치의 경우 I_{thd} 의 상승으로 중성도체에 과전류가 흐를 뿐 아니라 중성점-접지전압을 증가시켜 DC버스 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 Turn on, Turn off 동작이 원활하게 일어나지 않을 수 있다. 보통소형 6-펄스 PWM 구동장치는 AC line 리액터나 DC bus 리액터가 설치되지 않는다. 전원에 line notching이 첨가되면 무부하나 경부하시 DC bus 전압을 상승시켜 과전압 차단장치가 동작할 수도 있다. 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 구동장치는 보통 전류(轉流)용 리액터나 격리용 변압기(isolation Tr)가 구동장치와 전원사이에 설치되어 line notching이 전원 측에 미치는 영향을 완화시킨다. 이것은 또한 고조파나 line notching이 구동장치에 가하는 효과도 감소시킨다. 그러나 인가되는 고조파나 line notching의 크기가 증가할 경우 SCR의 Turn on, Turn off 동작에 오류가 발생하여 퓨즈를 소손시키거나 회로차단기를 동작시킬 수 있다. 상변환 변압기

를 사용하여 펄스수를 12, 18, 및 24 등으로 증가시키면 고조파나 line notching의 영향을 감소시킬 수 있다.

2.2.5 조명장치

고조파가 조명장치에 미치는 눈에 띄는 영향은 연속적으로 빛의 강도가 변동하는 “깜박거림(flicker)”현상이다. 조명장치는 실효전압 변화에 아주 민감하다. 0.25[%]정도의 전압변동도 인간의 눈으로 감지할 수 있는 조명등도 있다. "flicker"현상의 정도에 영향을 주는 요소는 다음과 같다.

- 1) 조명등의 종류 (백열등, 형광등 등)
- 2) 전압변동의 크기
- 3) 주파수변동의 크기
- 4) 조명등의 이득계수(gain factor ; 실효전압 변동에 대한 조명등 밝기의 변동의 비)
- 5) 조명구역에 영향을 미치는 주위의 광도

공급전압에 고조파 전압이 중첩되면 백열등과 형광등의 flicker 현상을 불러올 수 있다. 백열등은 고전압용이 저전압용보다 필라멘트가 작고 시정수가 짧아 전압변동에 더 민감하다. 형광등의 경우 사용되는 안정기에 따라 flicker의 정도가 다른데 구형인 자기식 안정기가 신형인 고주파식보다 flicker의 정도가 심하다. 전압변동은 조명등의 수명에도 영향을 미친다. 각 형광등내부에 설치된 역률개선훈 커패시터와 고조파 전류의 상호작용으로 인해 전력시스템 인덕턴스와 커패시터들 사이에 병렬공진이 발생하여 조명장치들을 손상시킬 수 있다. 따라서 각 형광등별로 역률개선을 하지 않고 그룹별로 분전반에 리액터를 설치하는 것이 이상적이다.

2.2.6 무정전 전원장치(UPS ; uninterruptible power supplies)

컴퓨터, 항해 및 무선 통신장비 등 전력품질에 민감한 장비들이 증가함으로 말미암아 UPS가 널리 사용되고 있고 그 출력범위도 100[VA]로부터 수 [MVA]까지에 이른다. UPS는 구조상 가변속 구동장치와 아주 유사하다. 따라서 UPS 시스템내로 고조파가 유입되면 가변속 구동장치와 같이 평활용 커패시터, 인덕터 등 전력소자를 과열시킬 수 있다. 또한 고조파로 인해 배터리의 온도도 상승할 수 있다. 전압 왜형률이 크거나 notching이 심할 경우 SCR의 오동작을 유발시키거나 퓨즈를 파괴할 수도 있다.

2.2.7 전선(電線 ; cables)

고조파에 의해 전선에서 발생하는 손실은, 전선의 DC 저항과 표피효과 및 근접효과(proximity effect) 등에 의해 발생하여 열로 방출되는 에너지이다.

고조파가 첨가된 실효전류 I_{rms} 는 식(2-5) 및 (2-9)로 나타낼 수 있다. 식(2-9)에 의하면 고조파가 인가됨으로 기본파만 존재하는 경우보다 전선에 의한 열손실이 증가한 셈이다. 도체의 저항은 흐르는 전류의 주파수에 따라 다르다. 표피효과는 전류가 임피던스가 작은 도체의 표면근처로 흐르려고 하는 성질을 의미하고 근접효과는 서로 근접한 평행도체사이의 상호유도에 기인하는 현상이다. 양자 모두 도체의 크기, 주파수, 저항 및 투자율에 따라 달라진다.

기본파 주파수에 대해서는 표피효과 및 근접효과 모두 무시할 수 있지만, 주파수가 높아질수록 양 효과에 의해 실효 저항 값이 크게 상승하므로 열손실이 증가한다. 비선형부하의 비율이 높은 대형 여객선의 경우 4선 배선방식을 사용하지만 여전히 3의 배수 고조파가 존재한다. 비선형부하로 인해 중성도체에서 상전류가 상쇄되지 않고 오히려 더해져 도체를 과열시킬 수 있다. 따라서 중성도체를 설계할 때 이런 부분이 고려되어야하고 3의 배수 고조파를 완화시킬 수 있는 적절한 대책이 마련되어야 한다.

2.2.8 계측장치

기존의 측정 장치들은 기본적으로 정현파 파형의 값을 감지하도록 설계되어 있다. 이런 장치에 비선형 전압이나 전류가 입력되면 측정치에 오차를 수반하게 된다. 종래의 계측기는 실효값을 나타내도록 조정되어 있다. 실효값이란 고정된 저항에 직류전원을 인가했을 경우와 동일한 발열량을 내는 교류값을 의미한다. 정현파의 경우 실효값은 최고값의 0.707배이고 평균값은 최고값의 0.636배이다. 즉, 실효값은 평균값의 1.11배가 된다. 대부분의 아날로그 계측기나 디지털 계측기는 평균값을 얻은 후 파형률(정현파의 경우 1.11)을 곱하여 실효값을 표시한다. 그러나 고조파로 인해 파형이 왜곡되면 평균값, 실효값 및 최대값의 상관관계가 정현파의 경우와 전혀 다르게 되므로 큰 오차를 유발할 수 있다.

2.2.9 전화기

선박이나 해양플랜트에서는 일반적으로 전력선과 내부 전화선이 같이 배열된다. 따라서 전력선에 고조파가 유입되면 전화선에 고조파 전압이 유기되는데 540~1200[Hz]사이의 주파수를 가진 고조파가 문제가 된다. 많은 비선형 단상부하를 가진 4선 배선방식의 경우 중성도체 내에 3의 배수 고조파들이 존재하므로 문제가 될 수 있다. 나선형으로 감긴 도선의 사용, 적절한 차폐장치나 접지장치의 채용, 전력선과 어느 정도 간격 유지 등의 방식을 통해 고조파 영향을 최소화할 필요가 있다.

2.2.10 회로차단기

대부분의 저전압 열-자기(thermal-magnetic)형 회로차단기는 실효 전류값에 따라 작용하는 바이메탈식이다. 비선형부하에서는 같은 출력의 선형부하보다 실효 전류값이 증가하므로 과전류 설정값을 재조정하지 않으면 차단기가 너무 일찍 작동할 수 있다. 최고값에 반응하여 동작하는 전자식 회로차단기도 고조파전류가 유입되면 선형부하의 경우 보다 먼저 동작할 수 있다.

2.2.11 릴레이

기존의 전기-기계식 릴레이는 코일을 작동시키는 전압이 낮고, 그 전원이 고조파를 완화시키는 강압변압기를 거쳐 공급되므로 고조파의 존재에 그다지 민감하지 않다. 그러나 고조파가 인가되면 릴레이의 동작이 지연될 수 있고 코일이 과열되어 수명이 단축될 수 있다. 반도체 릴레이도 높은 수준의 고조파나 line notching에 노출되면 스트레스를 받고 신뢰성이 감소된다.

보호릴레이는 다음 3종류로 대별된다. ; 전기-기계형, 반도체형 및 마이크로프로세서형

전기-기계형은 자속의 제곱에 비례하는 토크에 의해 작동한다. 자속은 입력 전류의 실효값에 의해 결정된다. 반도체형은 입력신호의 최고값에 의해 동작한다. 위의 두 타입의 릴레이는 V_{thd} 가 10~20[%]에 달하지 않으면 작동상의 문제는 거의 없다. 마이크로프로세서형은 실효값이나 최고값 어느 값에 의해서도 동작할 수 있지만 고조파에 보다 민감할 수도 있으므로 보통 디지털 필터를 사용하여 기본파 성분을 추출한다.

2.2.12 커패시터

커패시터의 리액턴스는 주파수가 증가할수록 감소하므로 커패시터는 고조파를 흡수하는 역할을 한다. 이로 인해 커패시터는 쉽게 과부하가 되어 파괴될 수 있다. 또한 커패시터는 시스템내의 인덕턴스와 결합하여 병렬공진회로를 형성할 수 있다. 이 회로에 고조파가 유입되면 전류가 증폭되어 장비들을 손상시킬 수 있다. 고조파 전압은 커패시터내의 유전체손실을 증가시키고 온도를 상승시키며 신뢰도를 감소시킨다.



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 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 3선 배전시스템

대용량 비선형 단상부하가 존재하든지 소용량 비선형 단상부하가 다수 배전계통에 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.

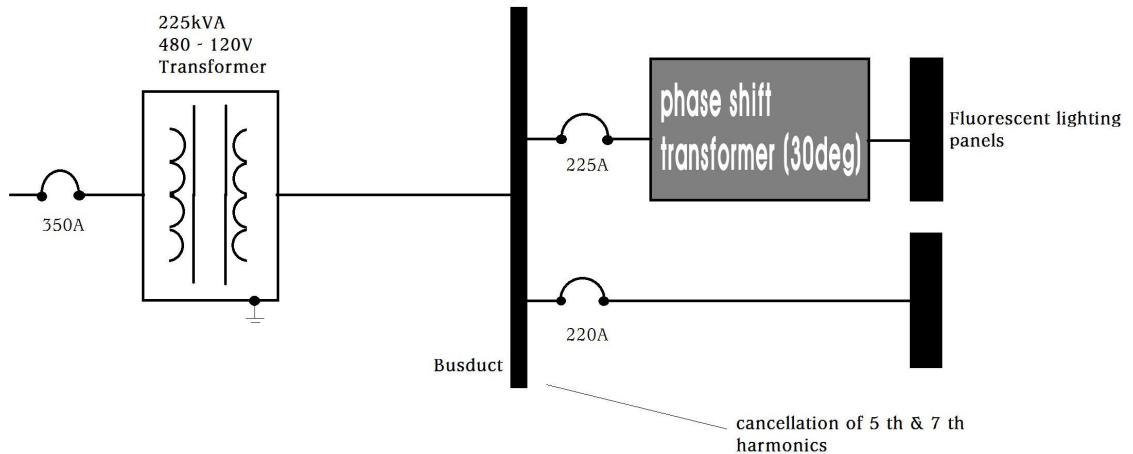


Fig.3-1 Phase shifting of three-wire nonlinear loads

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 고려해 보자. 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 하나는 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.

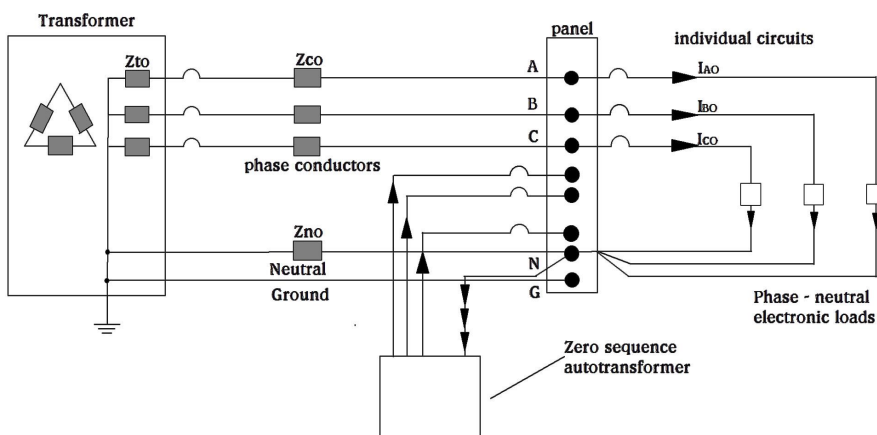


Fig.3-2 Zero sequence transformer on four-wire system

3.2.2 능동필터(active filter)

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

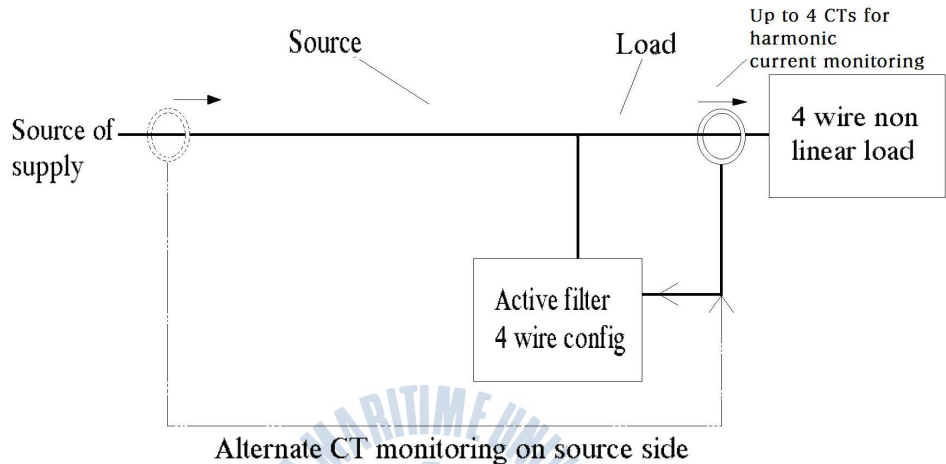


Fig.3-3 Block diagram of active filter on four-wire application

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 AC 및 DC 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 전압 상승을 제한함으로써 전류의 증가율을 감소시키는데 이러한 특성이 가변속 구동장치나 다른 비선형부하에 의해 발생하는 고조파를 완화시킨다. 또한 AC line 리액터는 리액터 입력측 전압왜형률 V_{thd} 를 감소시킨다.

가변속 구동장치에는 AC와 DC리액터가 사용되는데 주로 다른 고조파 저감장치와 함께 설치된다. AC line 리액터는 AC line 측에, DC bus 리액터는 DC bus에 사용된다. Fig.3-4는 표준 6-펄스 AC PWM 가변주파수 구동장치의 블록도를 보여주고 있다.

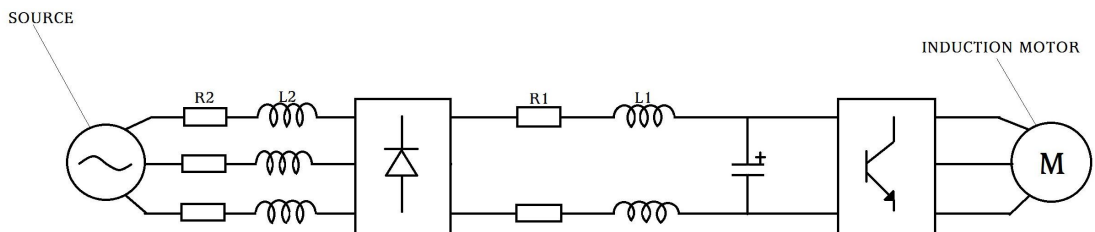


Fig. 3-4 Circuit diagram of standard 6-pulse AC PWM drive

3.3.1 AC line 리액터

AC line 리액터는 DC bus 리액터에 비해 일반적이고 더 많이 사용된다. AC line 리액터는 고조파를 감소시킬 뿐 아니라 정류단에 유입되는 돌발전압을 억제하는 역할도 한다. 단점은 리액터스에 비례하는 전압강하를 일으킨다는 점이다. 2~3[%]의 퍼센티지 리액터스를 갖는 리액터가 가장 일반적으로 사용되고 5[%]가 통상 사용되는 최대치이다.

3.3.2 DC bus 리액터

소수의 AC PWM 구동장치 제작자들은 AC line 리액터로 인한 전압강하를 방지하기 위해 DC bus에 리액터를 삽입하기도 한다. 이런 구동장치는 정류단 입구를 서지전압으로부터 보호할 수 있는 장치 뿐 아니라 DC bus 전압에 영향을 줄 수 있는 돌발 상황을 제한할 수 있는 수단이 별도로 마련되어야 한다.

3.3.3 AC line 리액터 & DC bus 리액터

대형 구동장치에는 AC line 리액터와 DC bus 리액터가 동시에 설치되기도 한다. 일반적으로 이 장치는 구동장치의 kVA 정격에 비해 단락용량이 적거나 전원이 왜란에 대해 민감한 경우에 사용된다. DC bus 리액터의 리액터스가 작을 경우 AC line 리액터의 리액터스를 증가시키면 고조파 감소현상이 뚜렷하지만 DC bus가 4[%]이상이면 AC line 리액터의 고조파 저감 효과는 미미하다.

3.4 3상 AC 및 DC 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.

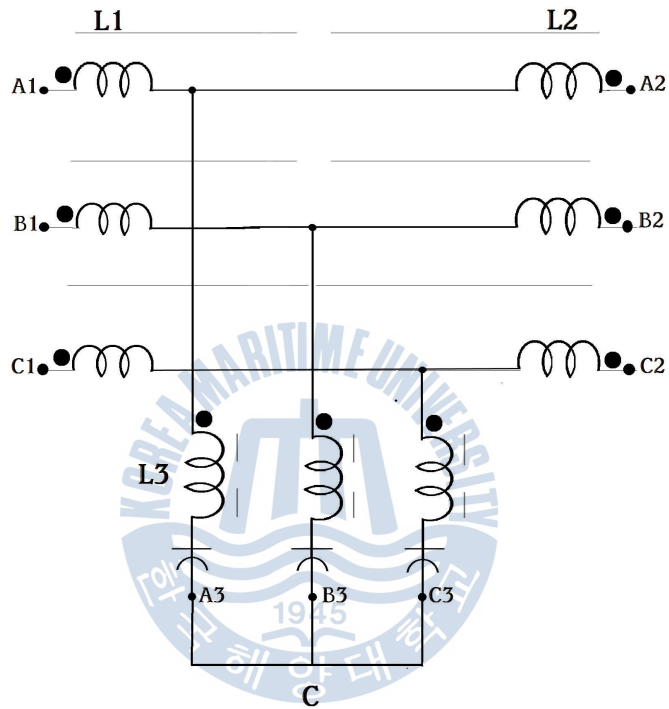


Fig.3-5 Wide spectrum filter schematic

3.4.1 광폭필터(wide spectrum filter)

광폭필터는 Fig.3-5와 같이 리액터와 커패시터가 함께 설치된 다수의 가치를 가지고 있다.

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 AC line 리액터 위치에 설치하면 정류기의 통전시간이 보다 연장되고 최대값이 감소하여 출력전압이 사다리꼴 형상을 가진다. 따라서 AC line 리액터나 DC bus 리액터의 유무에 관계없이 I_{thd} 를 5~8[%]까지 감소시킬 수 있다. 사다리꼴 모양의 출력전압으로 인해 광폭필터는 속도가 일정한 유도전동기나 구동장치가 없는 부하에 연결되어서는 안된다.

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 전원 전압이 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.

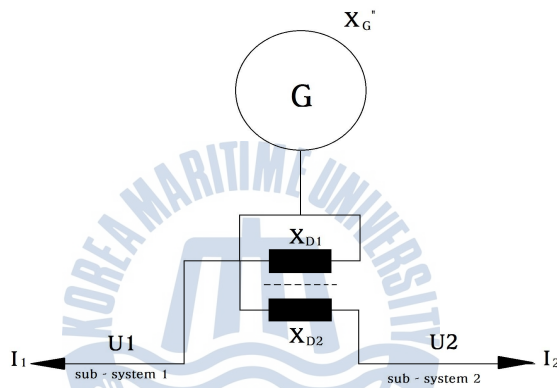
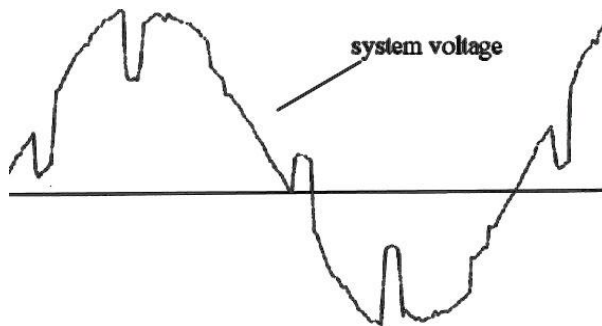
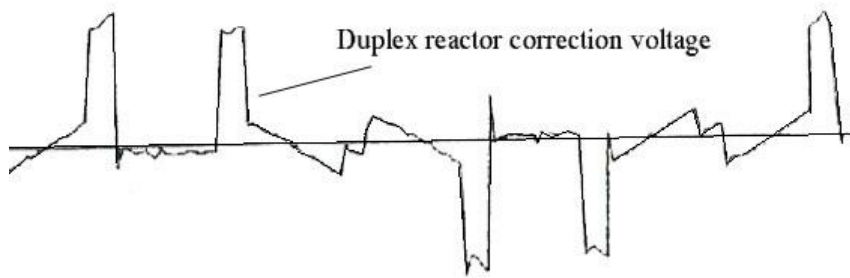


Fig.3-6 Duplex reactor schematic

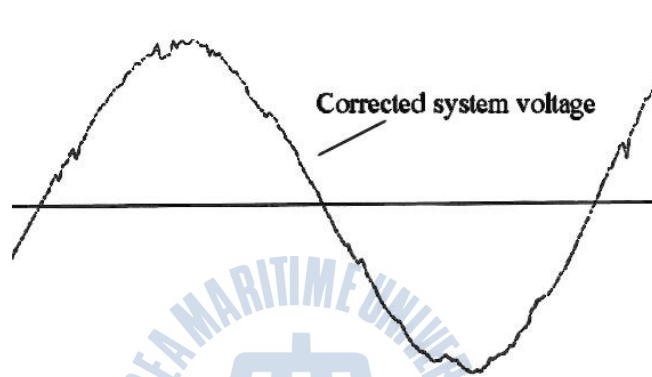
Fig.3-7과 같이 1차 코일의 왜곡된 전압(a)에 2차 코일에서 유도된 수정전압(b)가 가해져 보상된 전압(c)가 산출된다.



(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 커패시터사이의 주파수 변화로 인해 발생하는 공진 현상을 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 가지로 가진 필터를 도시하고 있다.

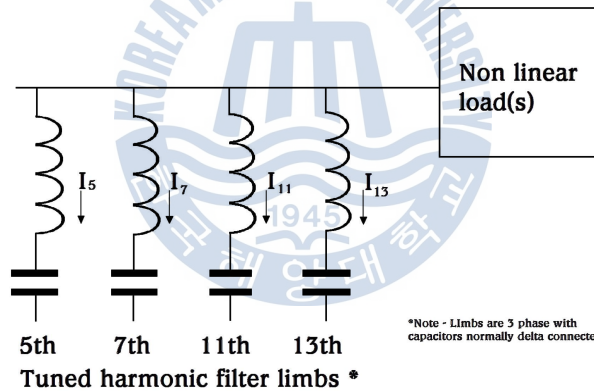


Fig.3-8 Simplified connection of multi-limbed passive filter

설계시 전원측의 임피던스도 고려해야한다. 왜냐하면 직렬공진이 발생하는 주파수 이하의 어느 주파수에서 병렬공진이 일어날 수도 있기 때문이다. 병렬공진이 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.

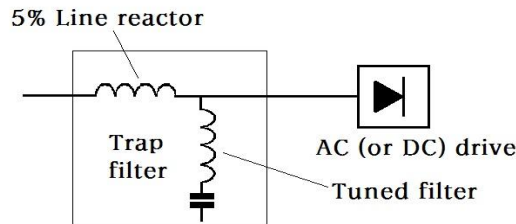


Fig.3-9 Simplified "drive applied" filter for variable speed drive

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

3.6 위상이동 변압기(phase shifting transformer)

300[kW]이상의 전동기나 고효율 비선형장비는 보통 “위상이동” 기법을 채용하여 입력 고조파 전류를 감소시킨다. 따라서 다수의 입력단이 설치되고 한 쪽 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 Δ 결선으로 이루어진 두 개의 6-펄스 입력브리지를 가진 12-펄스 구동시스템을 나타내고 있다.

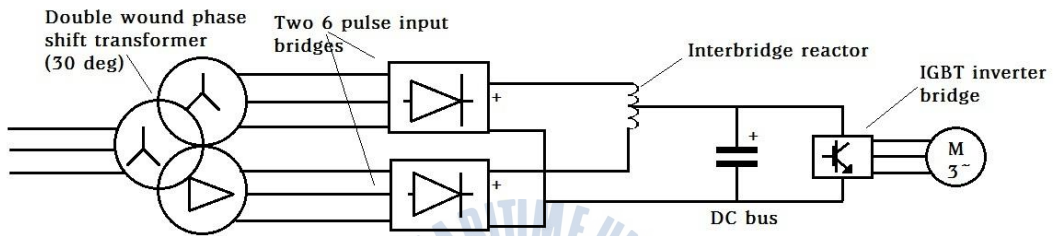


Fig.3-10 12-pulse AC PWM drive with phase shift transformer

2차 전압은 30° 의 위상차를 가지므로 DC inter-bridge 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 전압 왜곡의 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 network에 공진을 발생시킬 우려가 없고 전원 임피던스의 변화에도 영향을 받지 않는다. 능동필터의 일반적인 형태인 병렬 능동필터를 Fig.3-11에 도시하였다.

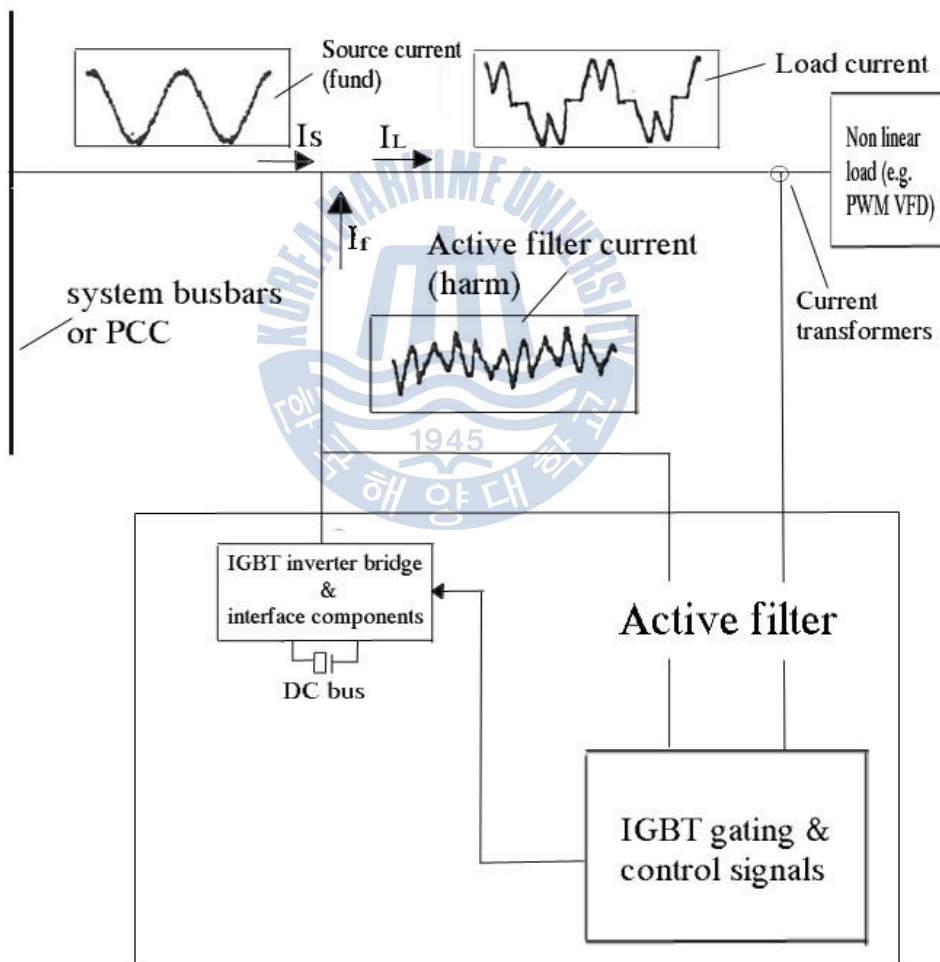


Fig.3-11 Block diagram of shunt connection active filter

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_L ; 비선형 부하전류, I_F ; 능동필터 전류(고조파)

능동필터는 CT를 사용하여 비선형 부하전류를 측정한다. CT로부터 검출한 전압신호를 notch 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 고조파 전류를 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 SCR 구동장치로 인한 line notching을 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.

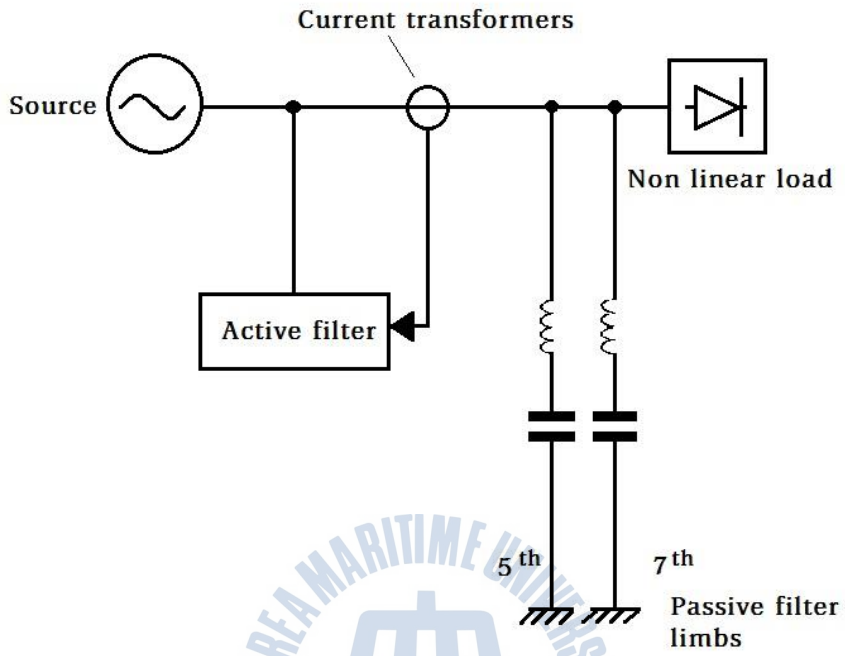


Fig.3-12 Theoretical shunt passive-active hybrid filter

제 4 장 본 논문에서 제안하는 고조파 저감방식

Fig.4-1은 보조 전압원 v_i 를 갖는 12-펄스 diode 정류기를 보여준다.

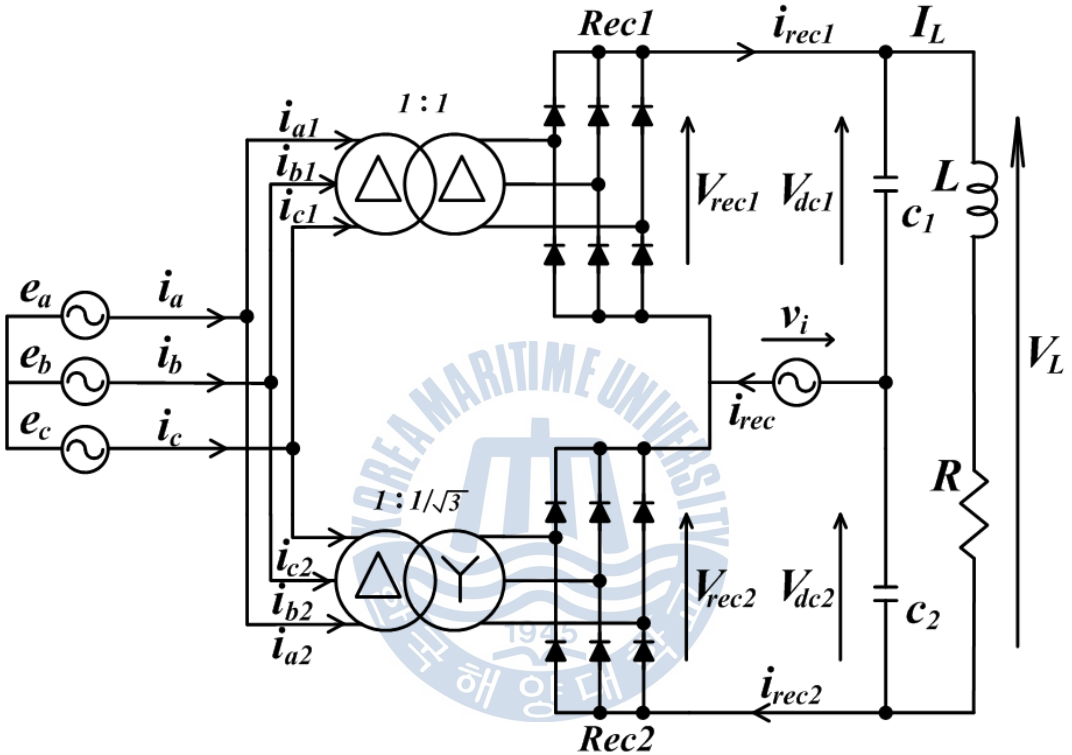


Fig.4-1 Auxiliary-supply assisted 12-pulse diode rectifier

12-펄스 정류기는 두 개의 6-펄스 정류기 Rec1, Rec2로 구성되어있다. Rec1은 Δ-Δ결선 변압기를 거쳐 전원 측에 연결되어있고 Rec2는 Δ-Y결선 변압기를 통해 연결되어있다. 따라서 두 정류기의 3상 입력전압은 30°의 위상차이가 존재한다. Rec1과 Rec2의 출력전압의 크기가 동일하게 되도록 변압기의 권선비를 결정한다. DC 출력전압은 두 개의 같은 용량의 커패시터에 의해 균일하게 분배되고 커패시터의 중앙은 Rec1과 Rec2의 중앙에 연결된다.

4.1 기본개념

Rec1과 Rec2의 직류전류 i_{rec1} 과 i_{rec2} 가 Fig.4-2의 (a) 및 (b)와 같다고 가정해보자.

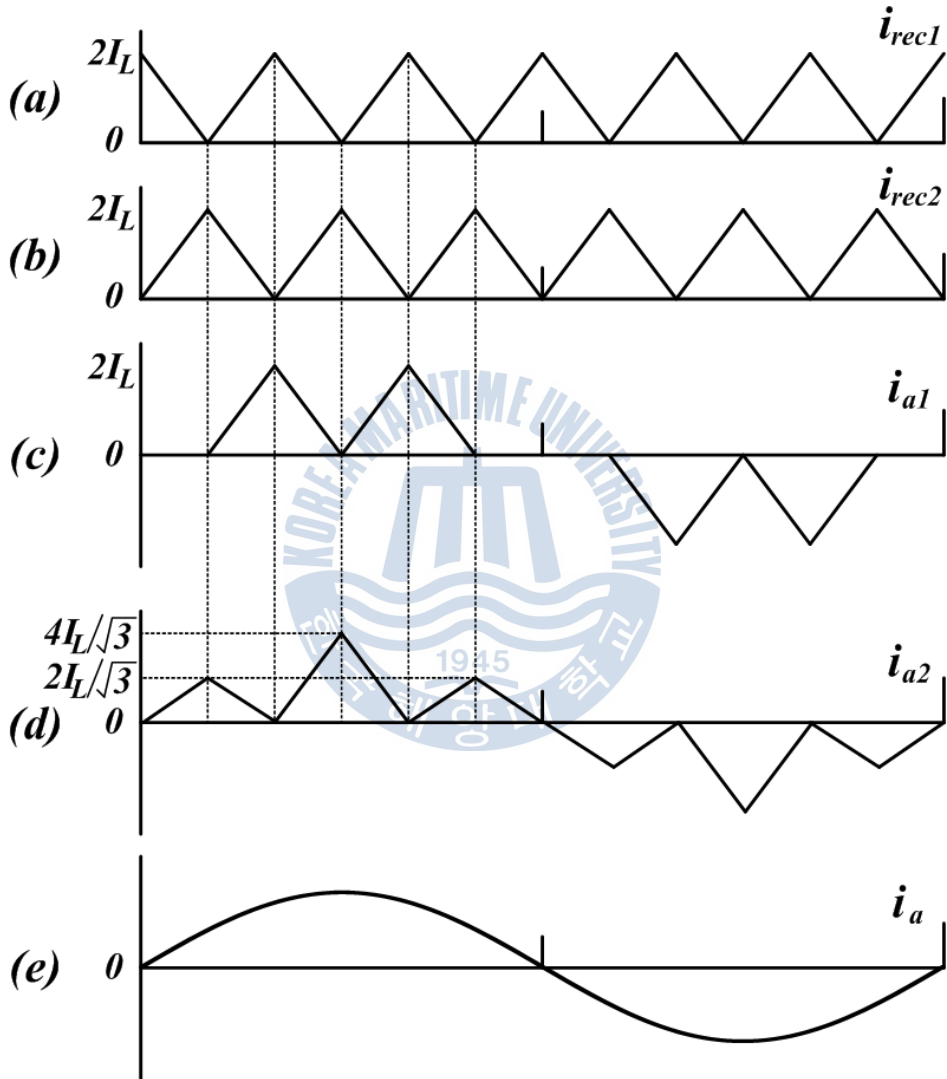


Fig.4-2 Hypothetical input current waveforms

즉 i_{rec1} 과 i_{rec2} 는 삼각파형이고 위상은 서로 반대이며 주파수는 전원의 6배이고 DC 평균전류는 I_L 이다. 이 경우 각 정류기의 입력전류 i_{a1} , i_{a2} 및 입력 상전류 $i_a (= i_{a1} + i_{a2})$ 는 Fig.4-2의 (c)~(e)가 된다. 또한 전류의 주파수 스펙트럼은 Fig.4-3과 같다. 12-펄스 정류기이기 때문에 i_{a1} 과 i_{a2} 에는 5차 및 7차 고조파 성분이 존재하지만 상전류 i_a 에는 상쇄되어 나타나지 않고 11차와 13차 고조파도 거의 포함되어있지 않다. 결과적으로 i_a 의 총 고조파율은 1.06 [%] 정도로 매우 낮다. 그러므로 만일 DC 입력전류가 Fig.4-2의 (a) 및 (b)와 같은 형상을 가진다면 고조파 특성은 24-펄스 정류기와 유사해질 것이다.

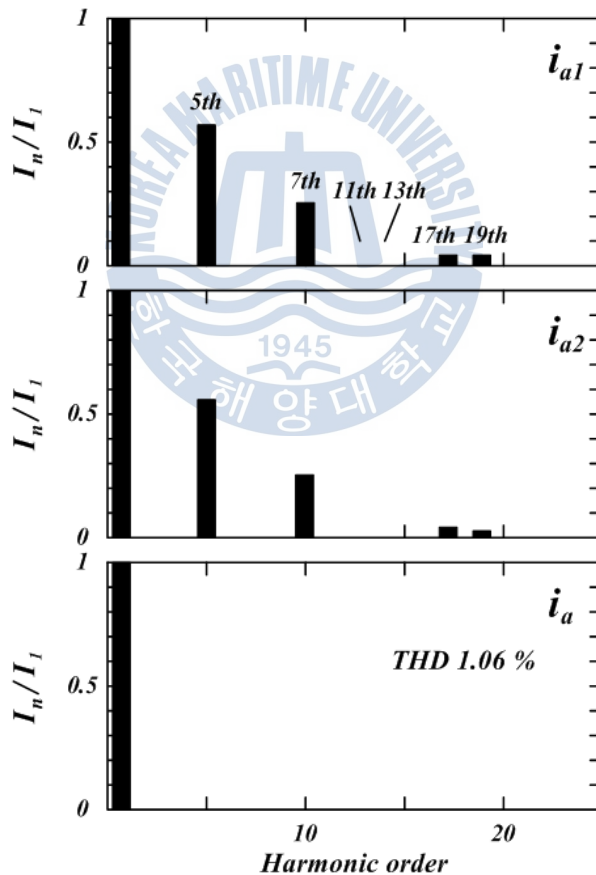


Fig.4-3 Frequency spectra of hypothetical input current

4.2 AVS(보조전원장치)의 삽입

Fig.4-2와 같은 전류형상을 얻기 위하여 Fig.4-1과 같이 단상 보조전원장치 (AVS ; auxiliary voltage supply)를 DC bus 중앙에 삽입하였다. AVS의 파형은 구형파가 사용될 수도 있지만 본 논문에서는 구형파와 삼각파의 합성파형을 적용한다. 보조전원장치 평균전압의 크기 V_s 는 주파수 및 부하전류에 따라 조정이 가능해야하고 임의의 다이오드가 통전하는 순간 극성도 전환시킨다. 즉 AVS는 전원주파수의 6배에 해당하는 주파수의 전압을 출력한다.

4.3 AVS의 개요

Fig.4-3은 12-펄스 다이오드 정류기에 AVS를 설치하지 않은 경우의 전압 및 전류파형의 전형적인 예를 도시하고 있다.

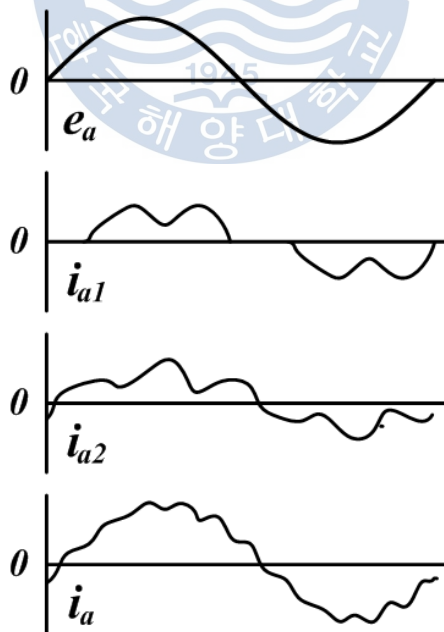


Fig.4-4 Voltage and current waveforms without AVS

i_{a1} 과 i_{a2} 가 다르게 보이지만 같은 수준의 $(6n \pm 1)$ 차의 고조파성분을 가지고 있다. i_{a1} 과 i_{a2} 의 짝수 고조파성분은 상이 같고 홀수 성분은 상이 반대이다. 따라서 홀수 고조파성분은 상전류 i_a 에 나타나지 않는다. 이것이 12-펄스 정류기의 가장 큰 장점이다. 그러나 짝수 고조파성분은 여전히 존재하고 Fig.4-4로부터 다음 두 가지 점을 발견할 수 있다.

- 1) i_a 의 파형이 여전히 왜곡되어있다.
- 2) i_a 의 위상이 상전압 e_a 의 위상보다 뒤진다.

본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위해 AVS를 제안하였다. 이를 통하여 총 고조파율의 감소와 역률의 상승을 기대해 본다.



4.4 AVS의 동작원리 및 해석

Fig.4-5에서 i_{rec1} 은 Rec1의 전류이고 V_{dc1} 은 커패시터의 DC 전압이다.

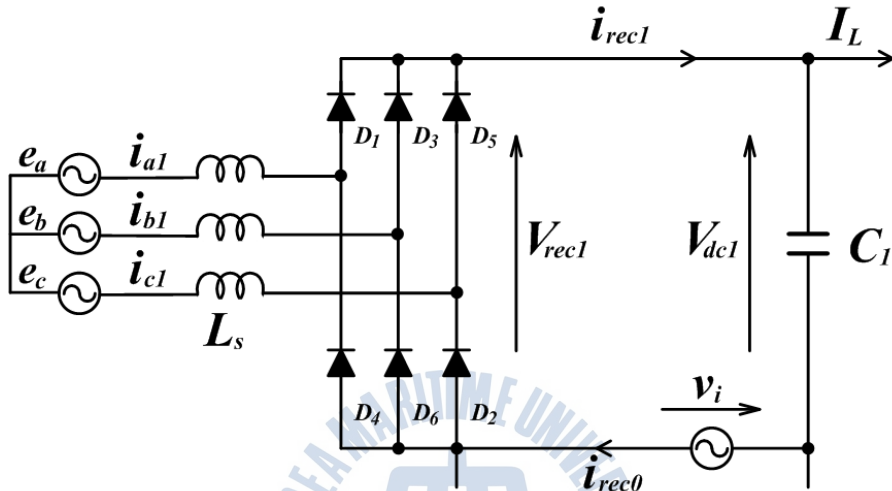


Fig.4-5 Detailed circuit of rectifier, Rec1

3상 평형전압을 식(4-1)과 같이 정의하였을 경우 Fig.4-6(a)는 3상 전압이고 (b)는 상전류 파형이며 (c)는 본 논문에서 제안하는 보조전원장치의 전압을 나타내고 있다.

$$\begin{aligned}
 e_a &= V \sin \omega t \\
 e_b &= V \sin (\omega t - 2\pi/3) \\
 e_c &= V \sin (\omega t - 4\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{4-1}$$

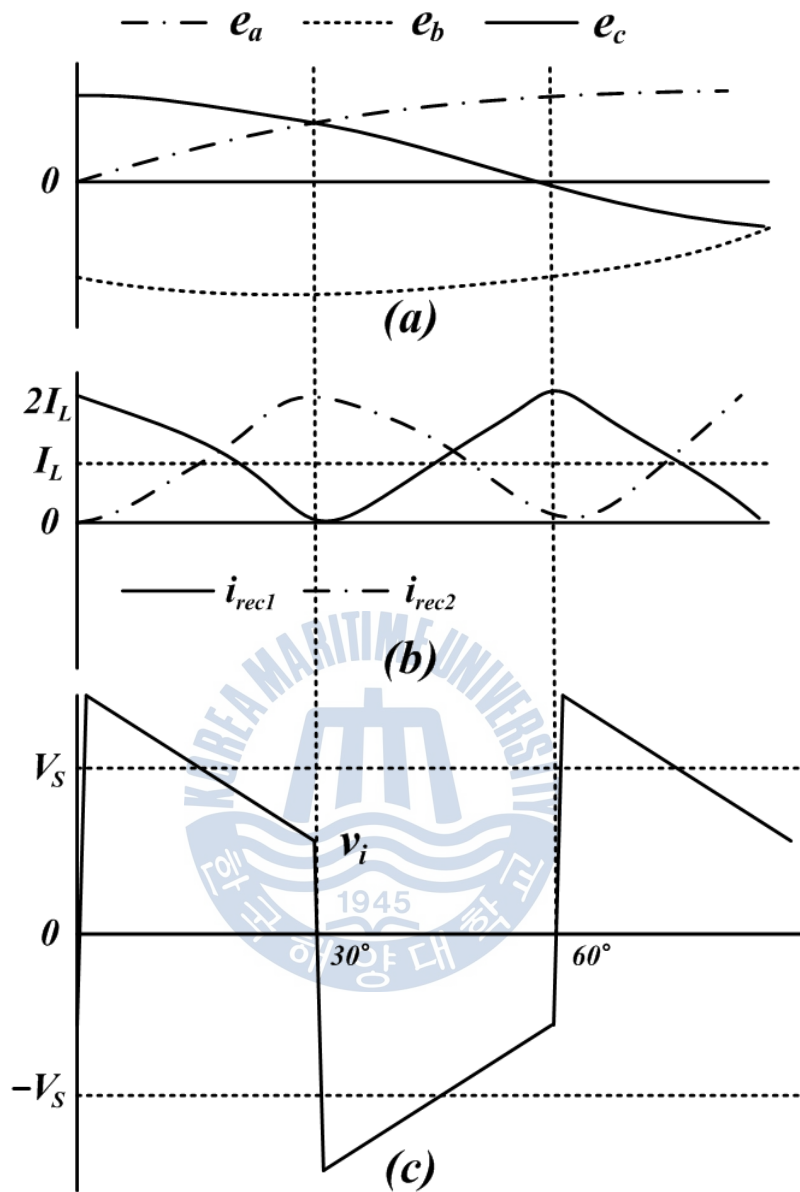


Fig.4-6 Waveforms of rectifiers with auxiliary voltage supply v_i

(a) 3-phase voltages (b) DC currents i_{rec1} and i_{rec2}

(c) auxiliary voltage supply v_i

Fig.4-5 및 Fig.4-6에서 $v_i = 0$ 이고 $\omega t = 30^\circ$ 에서 D5로부터 D1으로 전류(轉流)가 일어나고 있다고 가정하자. 전류 전에는 i_{rec1} 가 D5와 D6를 통해 흐르고 있었다. e_a 와 e_c 의 전압차이가 전류 i_{cl} 은 감소시키고 i_{a1} 은 증가시킬 것이다. 전류(轉流)가 완료되기 위해서는 시간이 필요한데 이것을 u 로 나타내고 전류 중복각(commutation overlap angle)이라 한다. 이 중복기간으로 인해 상 전류 i_{a1} 은 상전압 e_a 보다 $u/2$ 만큼 뒤진다. 만일 보조 전압원 v_i 를 삽입하면 u 는 제거될 수 있다. 보조 전압원 v_i 는 Fig.4-6(c)와 같이 전압의 평균크기가 V_S 인 구형파와 삼각파의 합성파형이고 주파수는 전원 주파수의 6배이다. $\omega t = 0^\circ$ 시점부터 D5에서 D1으로 전류가 발생하는 시점인 $\omega t = 30^\circ$ 직전까지 및 $\omega t = 30^\circ$ 로부터 $\omega t = 60^\circ$ 까지의 상황을 고려해 보자.

4.4.1 $0^\circ < \omega t < 30^\circ$ 인 경우

이 기간 동안은 C상 전압이 최대값이고 B상 전압이 최소값이기 때문에 i_{rec1} 은 D5와 D6를 통해 흐른다. Fig.4-5로부터 이 순간 전압방정식은 식(4-2)와 같이 됨을 알 수 있다.

$$2L_S \frac{di_{rec1}}{dt} = e_c - e_b - V_{dc1} - v_i \quad (4-2)$$

i_{rec1} ($= i_{cl}$)은 Fig.4-6(b)와 같이 시간에 따라 거의 선형적으로 감소한다. Fig.4-2(a)에서 볼 수 있는 바와 같이 i_{rec1} 이 $\omega t = 0^\circ$ 인 순간의 $2I_L$ 로부터 $\omega t = 30^\circ$ 시점의 0 (zero)까지 직선적으로 감소되는 것이 이상적이다. dt 에 해당하는 30° 는 $1/12f$ 초에 해당하는 시간이고 di_{rec1} 은 $-2I_L$ 이므로 30° 동안의 전류의 평균변화율은 식(4-3)이 된다.

$$\frac{di_{rec1}}{dt} = \frac{-2I_L}{1/12f} = -24fI_L \quad (4-3)$$

여기서, I_L 은 DC 측 부하전류이다.

식(4-3)을 식(4-2)의 좌변에 적용하면 식(4-4)를 얻을 수 있다.

$$2L_S \frac{di_{rec1}}{dt} = -48fL_S I_L \quad (4-4)$$

따라서 Fig.4-2(a)와 같이 정류기 전류를 직선형상으로 변화시키기 위해서는, 즉 식(4-3)의 평균변화율과 순간변화율이 일치하도록 제어하기 위해서는 식(4-2) 및 식(4-4)에 의해 식(4-5)를 만족하는 전압을 매 순간 인가해야 한다.

$$v_i = e_c - e_b - V_{dc1} + 48fL_S I_L \quad (4-5)$$

보조전원장치의 제어구조를 비교적 간략화하기 위해서 $e_c - e_b - V_{dc1} \approx 0$ 라 하면 $v_i = 48fL_S I_L (= V_S)$ 와 같은 크기의 구형파전압을 인가할 수도 있다. 그러나 이 경우 제어계통은 단순해지지만 최적의 제어조건을 만족한다고 볼 수는 없다.

본 논문에서는 보다 정밀한 제어방식을 고려해 보고자한다.

정상상태에서 식(4-5)의 항 중 커패시터 전압인 V_{dc1} 의 값은 선간전압 $e_c - e_b$ 에 비하여 상대적으로 변화가 적다. Fig.4-6(a)에 의하면 커패시터에 인가되는 전압 $e_c - e_b$ 는 0° 시 상전압 피크치의 $\sqrt{3} (= \sqrt{3}/2 \times 2)$ 배로 가장 높고, 30° 시 상전압 피크치의 $1.5 (= 1 + 0.5)$ 배로 가장 낮다. 그러므로 $e_c - e_b - V_{dc1}$ 의 최대값($= V_m$)이 나타나는 0° 시점에 보조전원장치의 인가

전압은 가장 높아야 하고 30° 에서 가장 낮아야 한다.

또한 0° 시점이 전류의 변화가 증가 → 감소로 전환하는 극점으로서 원하는 전류변화를 얻기 위해 가장 높은 전압을 인가해야하므로 보조전원장치의 인가 전압을 이 순간의 최적값인 $v_i = V_S + V_m (= e_c - e_b - V_{dcl} + 48fL_S I_L$ at 0°)로 선정하는 것이 타당하다고 할 수 있다.

반면에 0° ~ 30° 구간의 평균전압은 식(4-4)에 의해 $V_S (= 48fL_S I_L)$ 가 되어야하므로 이 구간을 직선으로 선형화시키면 30°에서는 $v_i = V_S - V_m$ 이 된다. 즉 다음 식과 같이 보조전원장치의 전압을 설정할 수 있다.

$$v_i = V_S + V_m, \quad \omega t = 0^\circ \tag{4-6}$$

$$v_i = V_S - V_m, \quad \omega t = 30^\circ \tag{4-7}$$

단, $V_S (= 48fL_S I_L)$ 는 인가전압의 평균값의 크기이고 V_m 은 0°시의 $e_c - e_b - V_{dcl}$ 값으로 최대치이다.

Fig.4-7은 선형화된 보조전원장치 인가전압을 도시하고 있다.

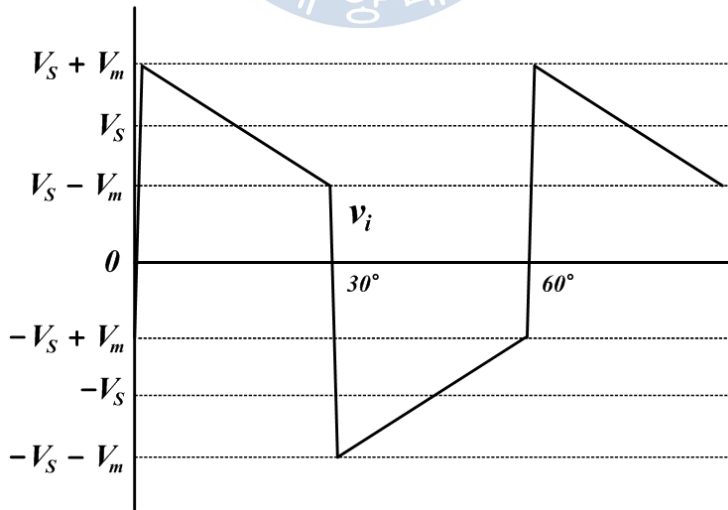


Fig.4-7 Waveforms of the proposed auxiliary voltage supply

4.4.2 $30^\circ < \omega t < 60^\circ$ 인 경우

$\omega t = 30^\circ$ 시점에 D5로부터 D1으로 전류(轉流)가 일어난다. 이 기간 동안 전류 i_{rec1} ($= i_{a1}$)는 D1과 D6을 통해 흐르므로 전압방정식은 식(4-8)과 같다.

$$2L_S \frac{di_{rec1}}{dt} = e_a - e_b - V_{dc1} - v_i \quad (4-8)$$

$\omega t = 30^\circ$ 시점에 0 으로부터 $\omega t = 60^\circ$ 시점에 $2I_L$ 까지 선형적으로 증가되어야 하므로 보조 전압원에 인가해야할 전압은 식(4-9)가 된다.

$$v_i = e_a - e_b - V_{dc1} - 48fL_S I_L \quad (4-9)$$

식(4-5) 및 식(4-9)에 의해 각각 나타낸 0° 시의 $e_c - e_b - V_{dc1}$ 와 30° 시의 $e_a - e_b - V_{dc1}$ 의 절대치의 크기는 같지 않을 것이다.

다시 말하면, 일반적으로 $e_c - e_b - V_{dc1}$ (at 0°) \neq $-(e_a - e_b - V_{dc1})$ (at 30°) 이다. 따라서 Rec1만 고려할 경우 보조전원장치의 최적 인가전압은 비대칭이 되는 것이 바람직하다. 그러나 Fig.4-1과 Fig.4-6(b)에서 알 수 있는 바와 같이 보조전원장치는 Rec1과 Rec2에 동시에 적용되어 각각 반대작용을 유발한다. 즉, $0^\circ < \omega t < 30^\circ$ 구간동안 Rec1에 인가되어 i_{rec1} 을 직선행상으로 감소시킨 전압이 Rec2에 인가되어 i_{rec2} 을 같은 형상으로 증가시켜야한다.

마찬가지로 $30^\circ < \omega t < 60^\circ$ 구간동안 Rec1에 인가되어 i_{rec1} 을 직선행적으로 증가시킨 전압이 Rec2에 인가되어 i_{rec2} 을 같은 형상으로 감소시켜야한다.

그러므로 $30^\circ < \omega t < 60^\circ$ 에서는 $0^\circ < \omega t < 30^\circ$ 인 경우와 반대로 같은 크기의 전압이 인가되어야하며 인가전압은 Fig.4-7에서 볼 수 있듯이 다음과 같다.

$$v_i = -V_S - V_m, \quad \omega t = 30^\circ \quad (4-10)$$

$$v_i = -V_S + V_m, \quad \omega t = 60^\circ \quad (4-11)$$

식(4-4)에서 알 수 있듯이 보조전원장치의 최적 평균전압의 크기 V_S 는 부하전류 I_L 에 비례한다.

보조 전원장치를 사용하면 전류(轉流)가 순간적으로 끝나기 때문에 e_a 와 i_a 사이에 시간지연이 발생하지 않으므로 부하에 관계없이 역률을 1로 유지할 수 있다.

Rec1의 변압기는 $\Delta-\Delta$, Rec2의 변압기는 $\Delta-Y$ 이므로 Rec2에 인가되는 3상 AC전압이 Rec1 전압보다 30° 앞선다. 또한 Rec2 변압기의 1차 전류는 두 상의 2차 전류의 차이가 된다. 따라서 i_{a2} 의 전류파형은 Fig.4-2(d)와 같이 된다. 결과적으로 AVS를 적용함으로써 입력 상전류 i_a 의 총 고조파율(THD) 을 감소시킬 수 있고 역률도 개선할 수 있다.



제 5 장 시뮬레이션 및 검토

5.1 컴퓨터 시뮬레이션 다이어그램

본 논문에서 제안한 고조파 저감방식의 유효성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 12-펄스 diode 정류기의 출력은 6[MW], 선간전압은 2.2[kV], 주파수는 60[Hz]로 가정하였으며 변압기의 리액턴스는 2.5[%], dc 커패시터들의 용량은 12[mF]로 간주하였다. Fig.5-1은 소프트웨어 PSIM으로 구성한 시뮬레이션 다이어그램을 보여주고 있다.

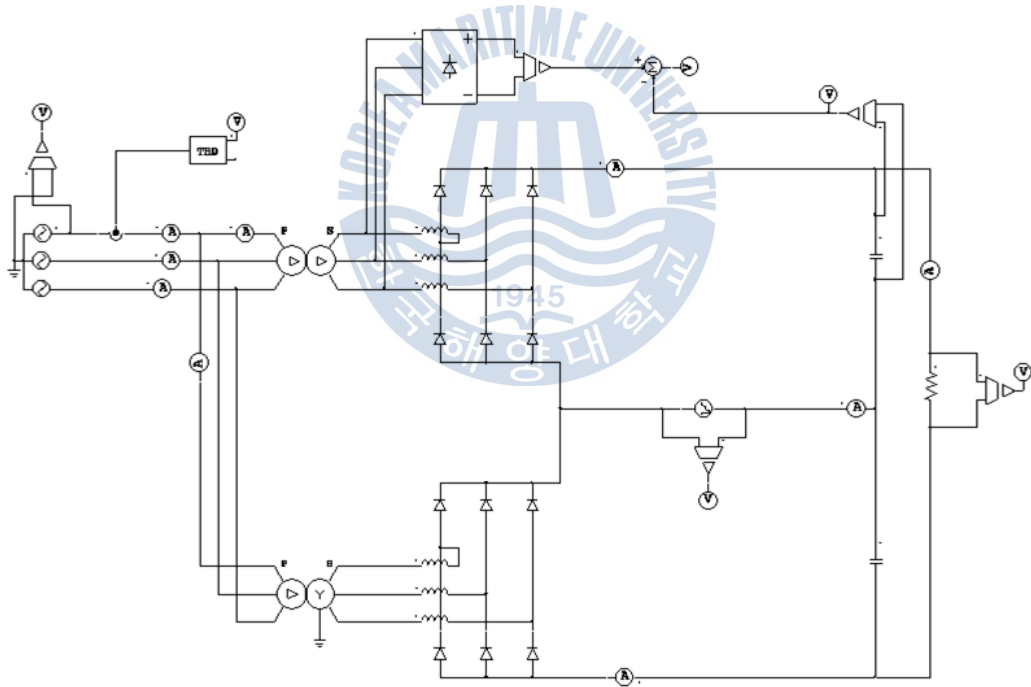


Fig.5-1 Simulation diagram using PSIM for the proposed scheme

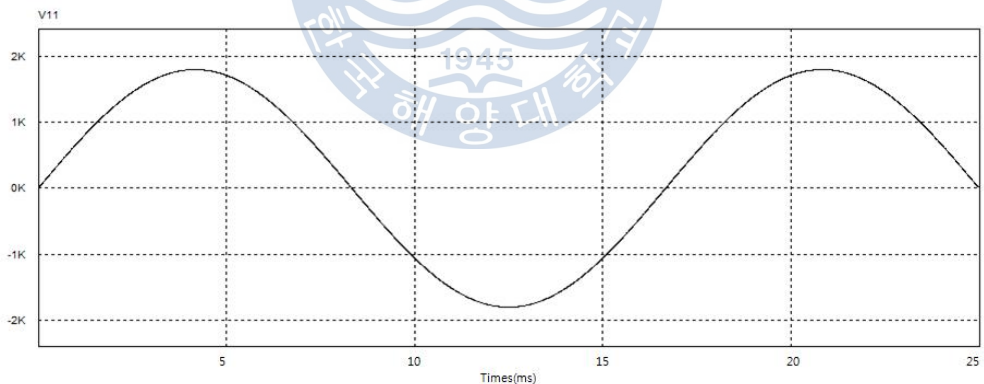
5.2 시뮬레이션 결과

5.2.1 부하율 100[%]

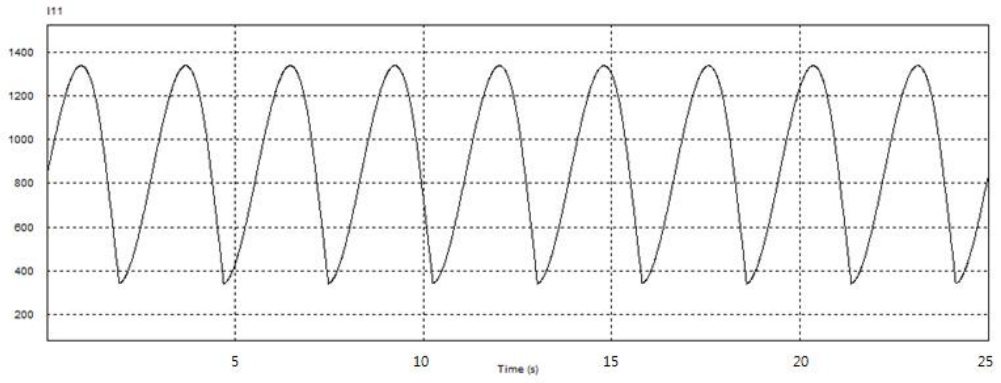
1) 보조전원장치를 사용하지 않은 경우

Fig.5-2는 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의 전원 상전압, 각 정류기로부터의 출력전류, 각 정류기 입력전류 및 상전류파형을 보여주고 있다.

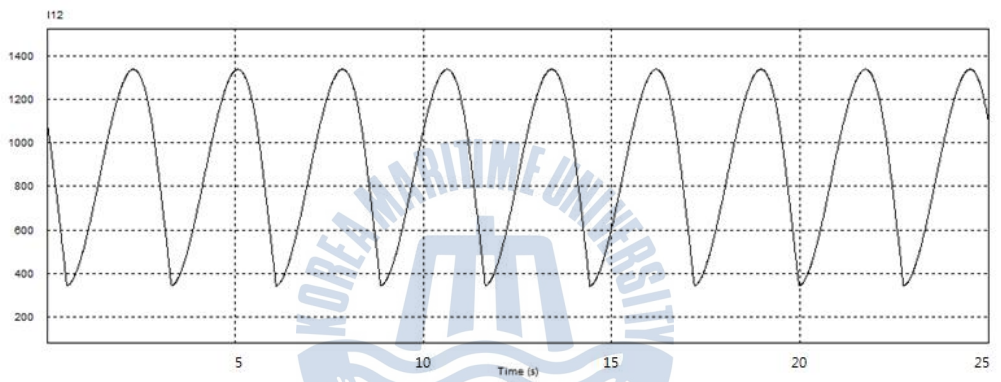
각 정류기 출력전류는 위상이 다를 뿐 동일한 크기와 형상을 나타내고 있다. 그러나 위상이동용 변압기인 $\Delta-\Delta$ 및 $\Delta-Y$ 변압기를 채용함으로써 인해 각 정류기 입력전류는 위상이 30° 상이하므로 다른 형상을 가짐을 볼 수 있다. 하지만 각 정류기 입력전류의 고조파 성분은 동일하다. (f)는 입력 상전류를 나타내고 있고 총 고조파 왜형률(THD)은 9.1[%]였다.



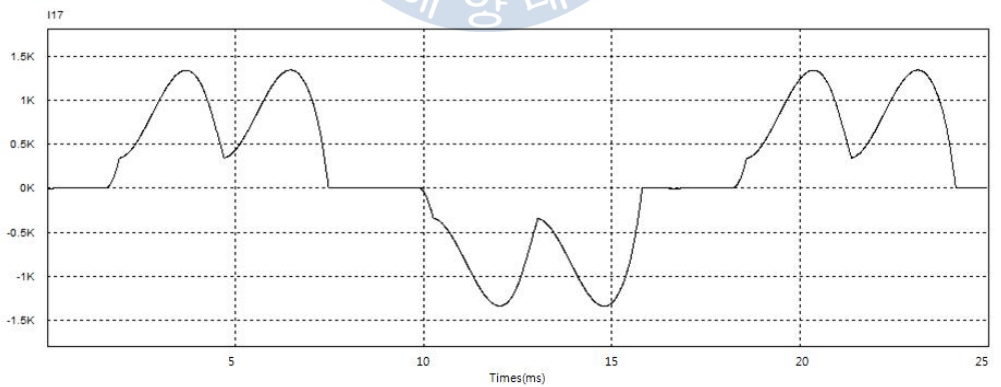
(a) source phase voltage



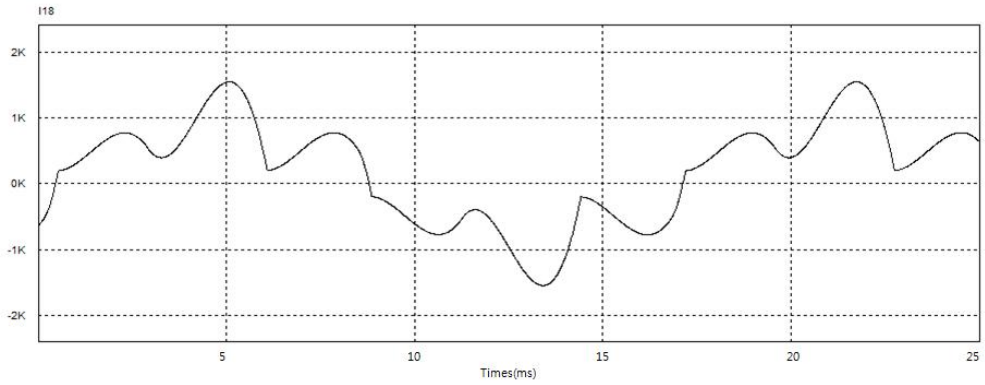
(b) output current from rectifier1



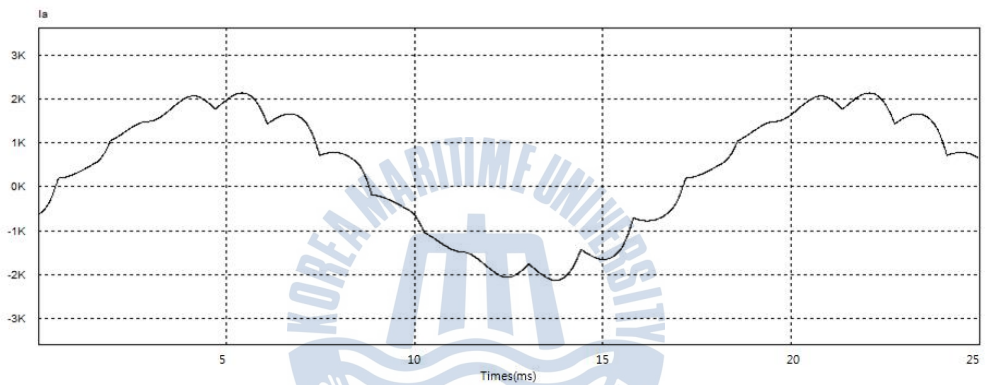
(c) output current from rectifier2



(d) input current to rectifier1



(e) input current to rectifier2

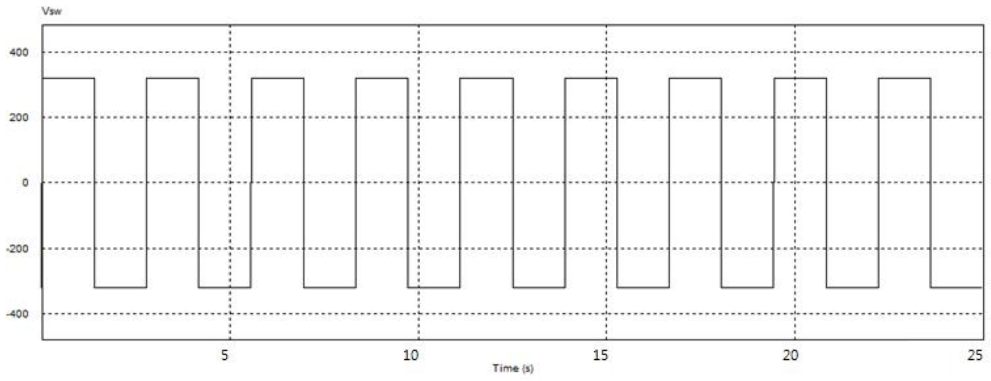


(f) input phase current

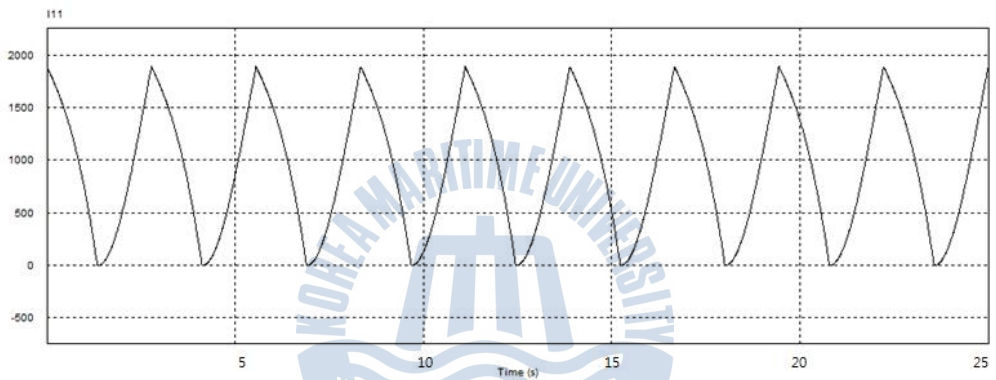
Fig.5-2 Simulation voltage and current waveforms without AVS
(Load Factor 100[%])

2) 구형파 보조전원장치를 적용한 경우

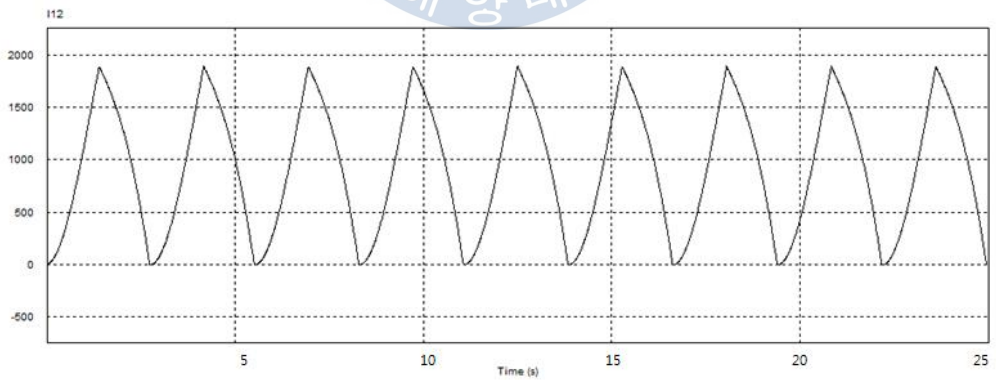
Fig.5-3은 구형파 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기로 부터의 출력전류, 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 도시하고 있다. 정류기 입력 및 출력전류가 Fig.5-2에 비해 삼각파에 가깝게 정형되어있고 입력 상전류의 파형도 개선되었음을 볼 수 있다. 이 경우 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 3.6[%]이었다.



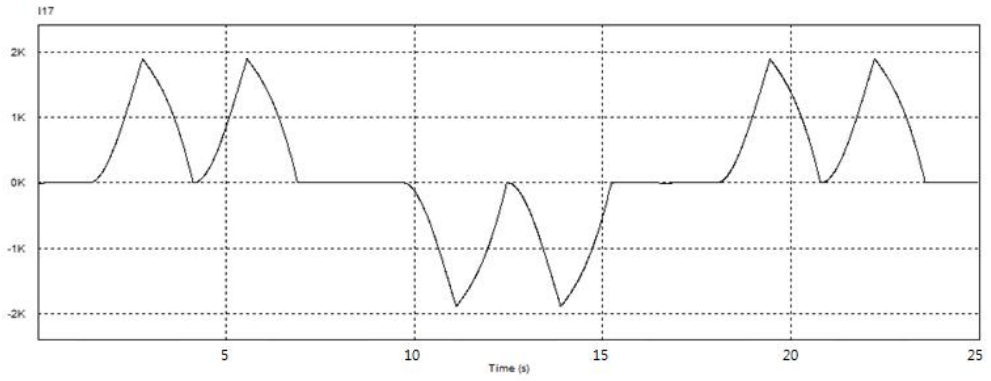
(a) square wave – AVS



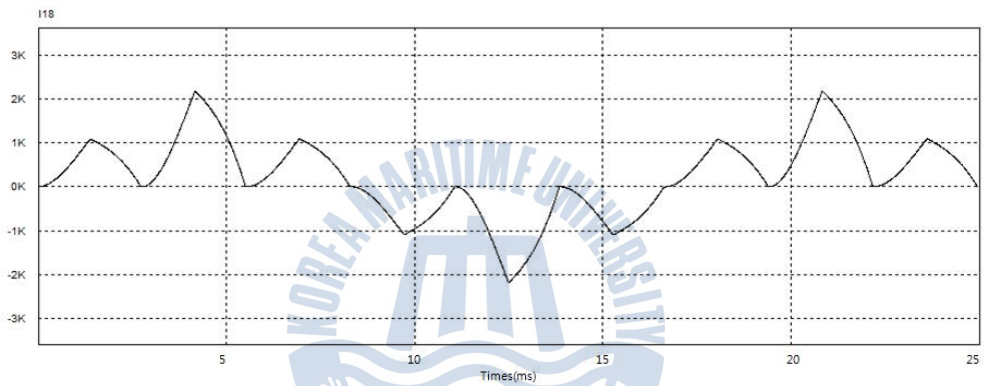
(b) output current from rectifier1



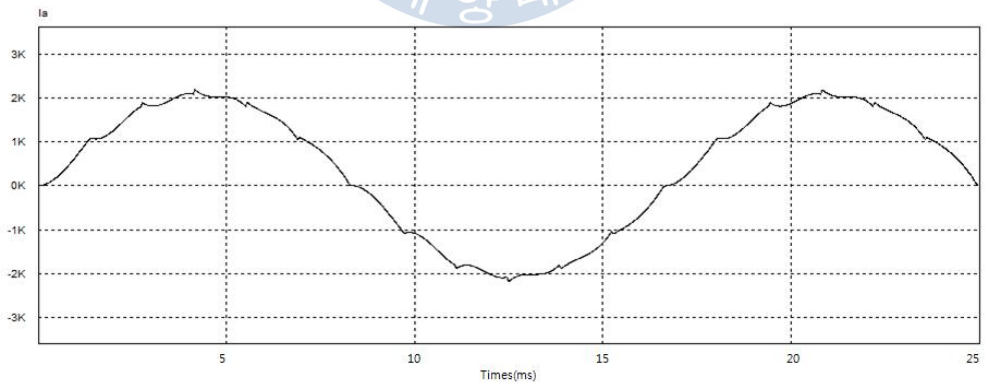
(c) output current from rectifier2



(d) input current to rectifier1



(e) input current to rectifier2

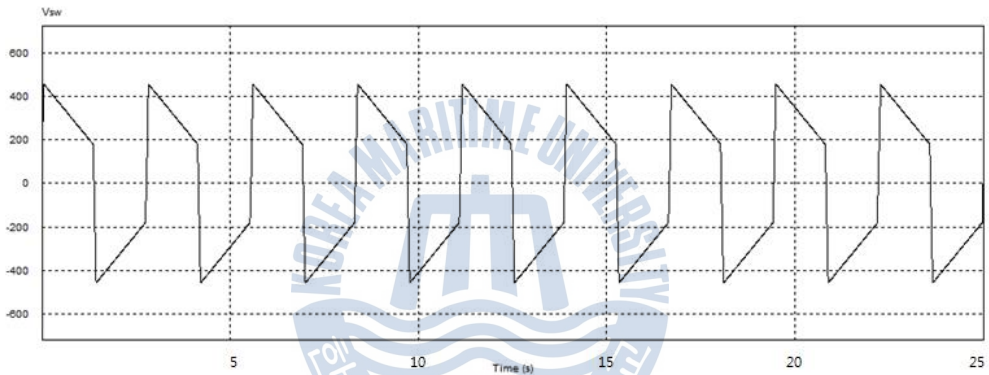


(f) input phase current

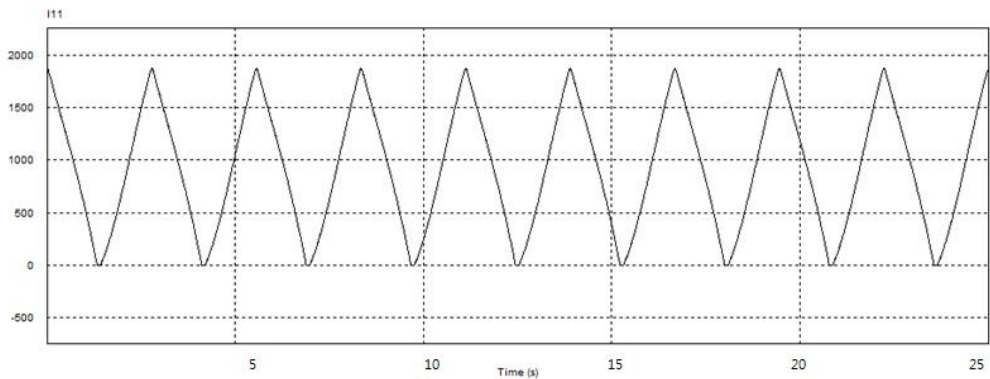
Fig.5-3 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load Factor 100[%])

3) 개선된 보조전원장치를 적용한 경우

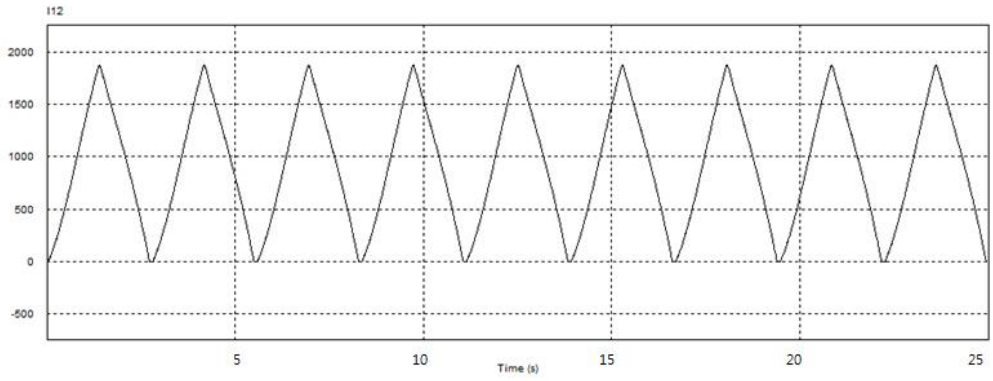
Fig.5-4는 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기로 부터의 출력전류, 각 정류기 입력전류 및 입력상전류 파형을 나타내고 있다. 정류기 입력 및 출력전류가 Fig.5-3에 비해 보다 더 삼각파에 가깝게 정형되어있고 입력 상전류의 파형도 더욱 더 개선되었음을 볼 수 있다. 이 경우 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 2.7[%]이었다.



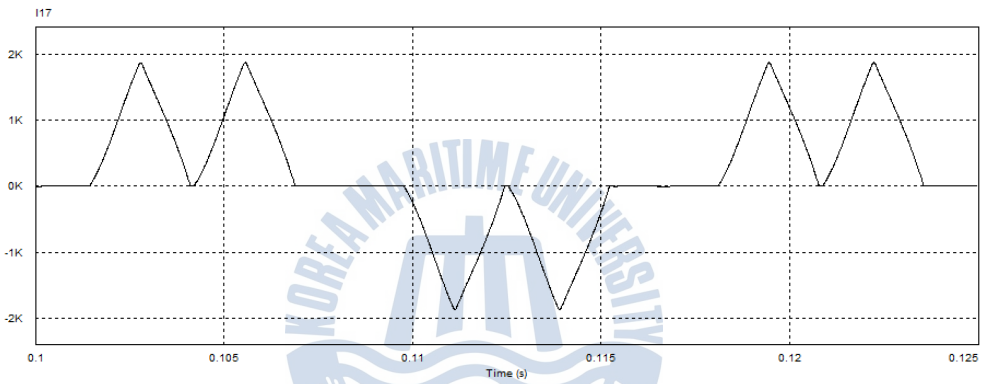
(a) advanced AVS



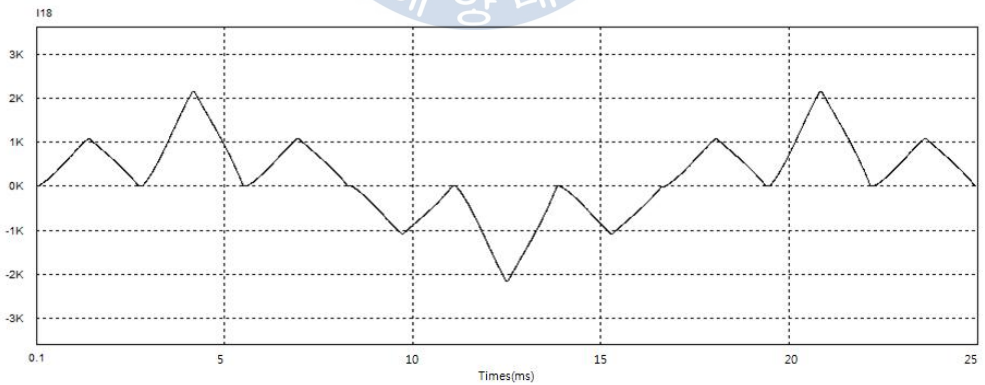
(b) output current from rectifier1



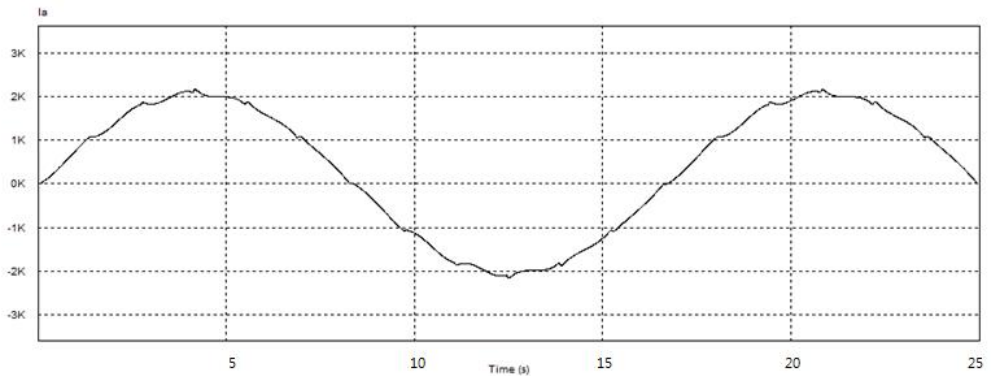
(c) output current from rectifier2



(d) input current to rectifier1



(e) input current to rectifier1



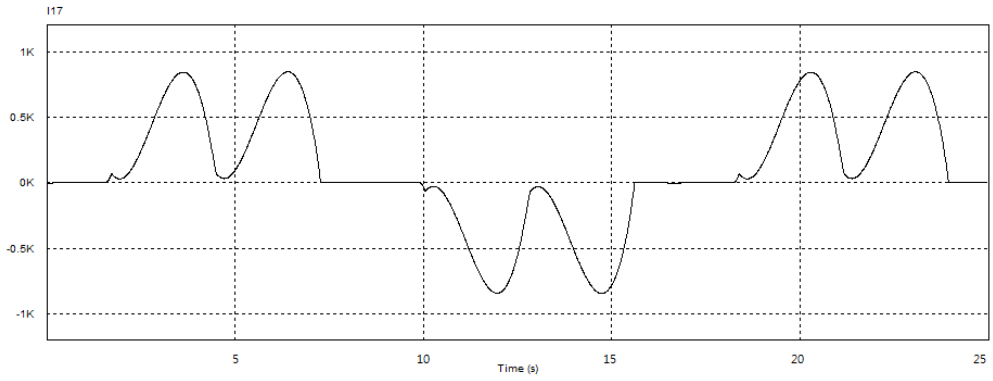
(f) input phase current

Fig.5-4 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 100[%])

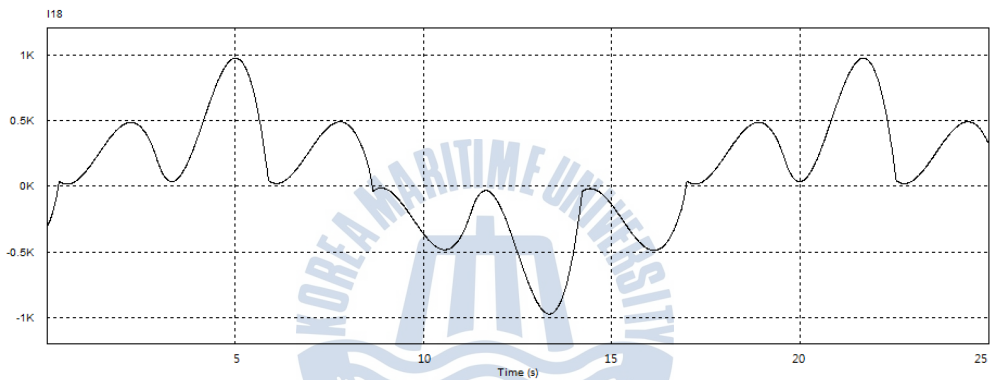
5.2.2 부하율 50[%]

1) 보조전원장치를 사용하지 않은 경우

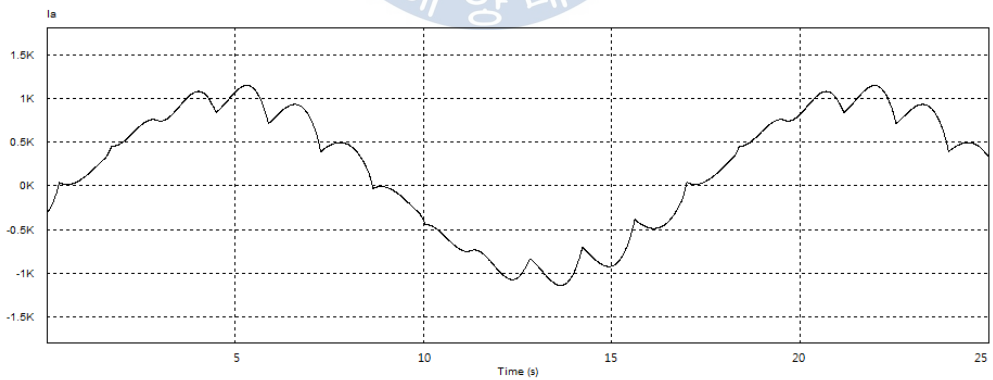
Fig.5-5는 50[%] 부하상태에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 도시하고 있다. 부하율 100[%]시 보다 각 정류기 입력전류의 파형이 더 왜곡되어 있고 불연속 구간이 나타날 조짐을 보이고 있다. 또한 입력 상전류의 파형도 찌그러지고 리플이 증가하였음을 볼 수 있다. 이 경우 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 11.6[%]정도를 나타내었다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2



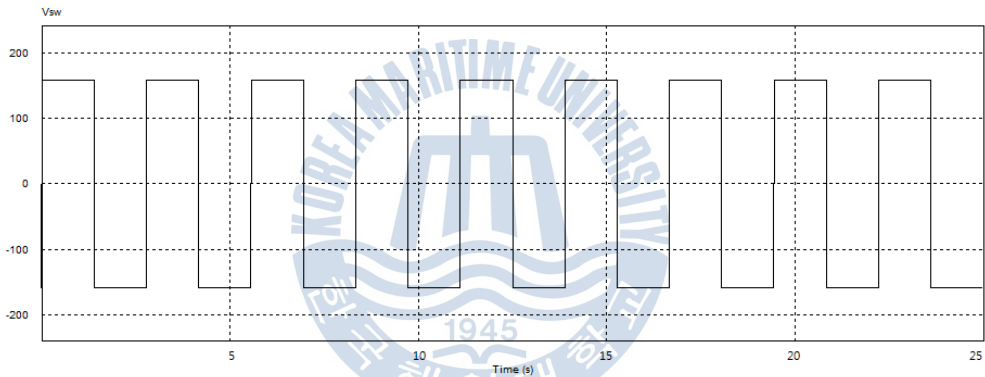
(c) input phase current

Fig.5-5 Simulation voltage and current waveforms without AVS
(Load Factor 50[%])

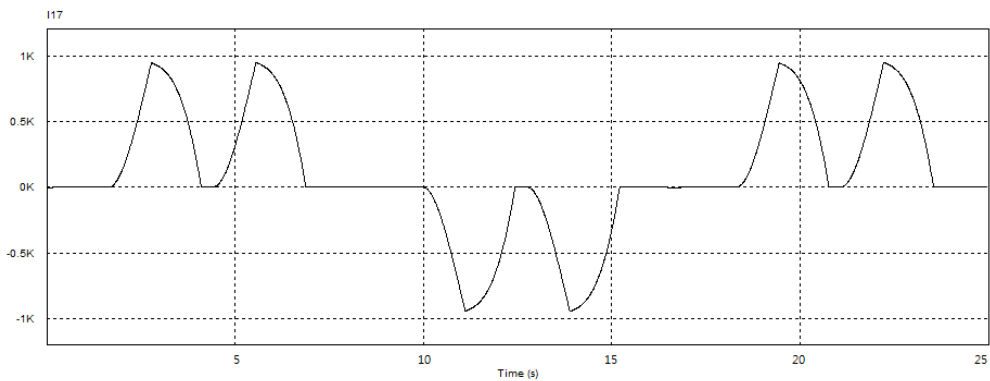
2) 구형파 보조전원장치를 적용한 경우

Fig.5-6은 50[%] 부하 상태에서 구형파 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 도시하고 있다. 보조전원장치의 구형파 전압은 부하전류에 비례하여 감소되었고 각 정류기 입력전류가 Fig.5-5에 비해 날카롭게 정형되어있음을 볼 수 있다. 또한 입력 상전류의 파형도 리플이 크게 축소되어 개선되었음을 알 수 있다.

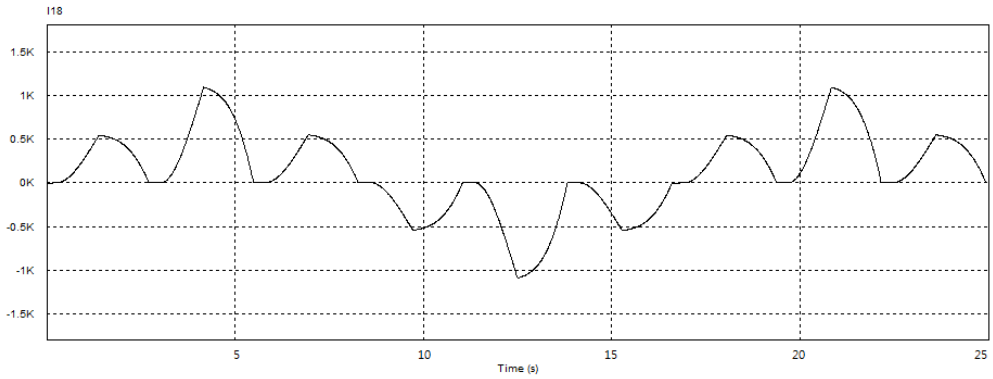
이 경우 보조전원장치를 사용하지 않을 때에 비해 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 11.6[%]에서 5.9[%]로 대폭 감소되었다.



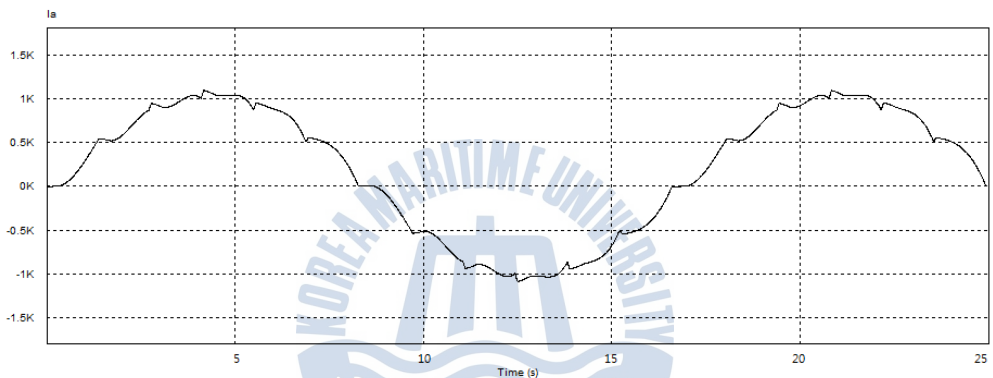
(a) square wave - AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier2



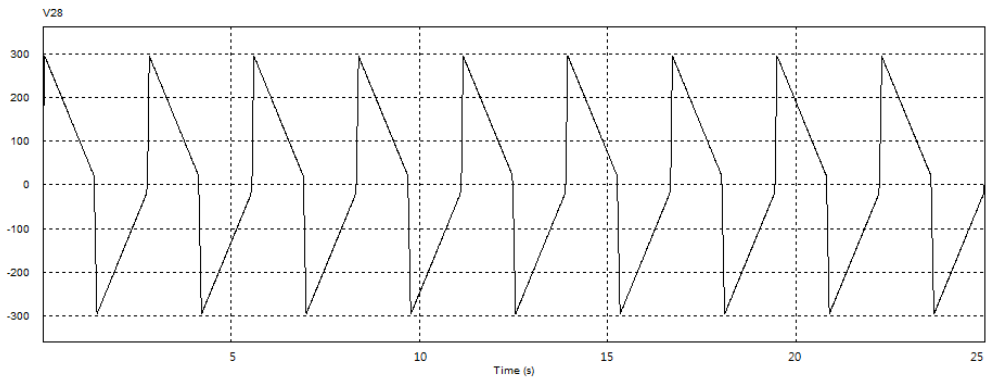
(d) input phase current

Fig.5-6 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load Factor 50[%])

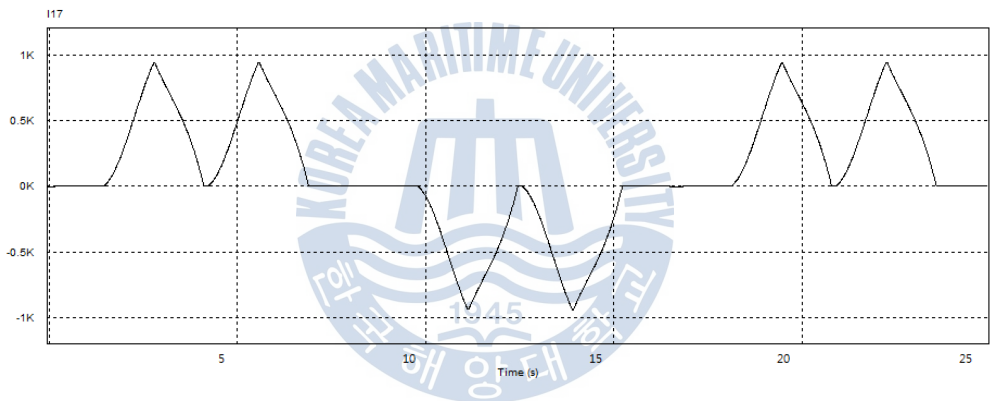
3) 개선된 보조전원장치를 적용한 경우

Fig.5-7은 부하율 50[%]상태에서, 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 나타내고 있다. 정류기 입력 및 출력전류가 Fig.5-6에 비해 보다 더 삼각파에 가깝게 정형되어있고 입력 상전류의 파형도 더욱 더 개선되었음을 볼 수 있다. 구형과 보조전원장치를 사용한 경우에 비해 입력 상전류의 총 고조파

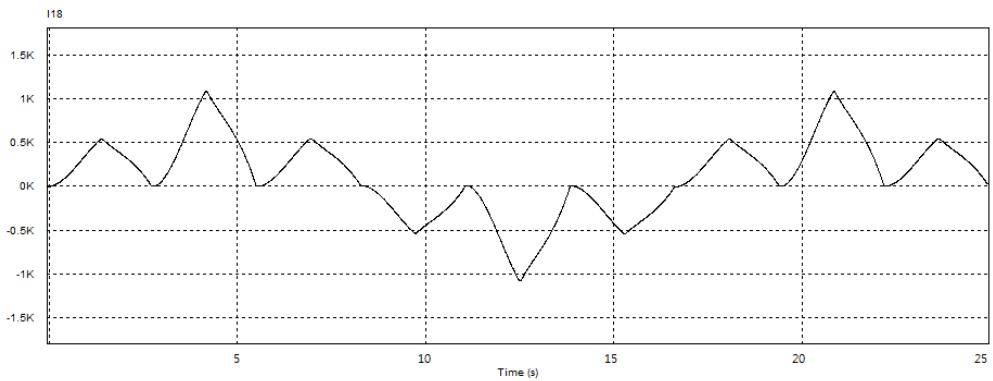
왜형률은 5.9[%]에서 4.5[%]로 감소되었다.



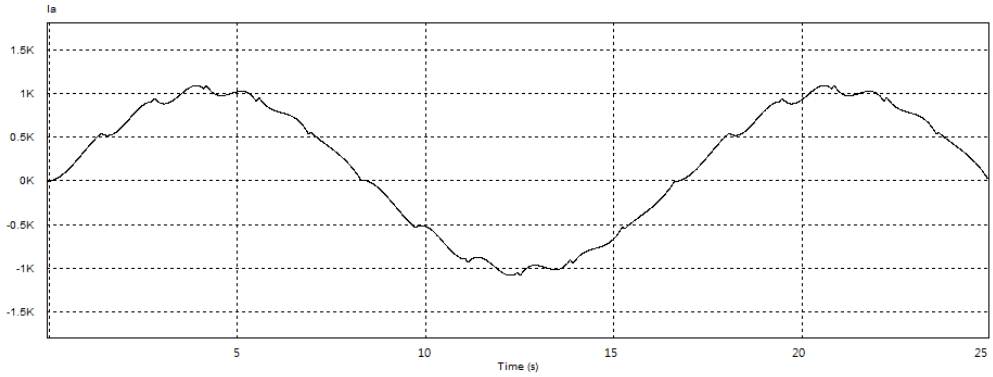
(a) advanced AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier1



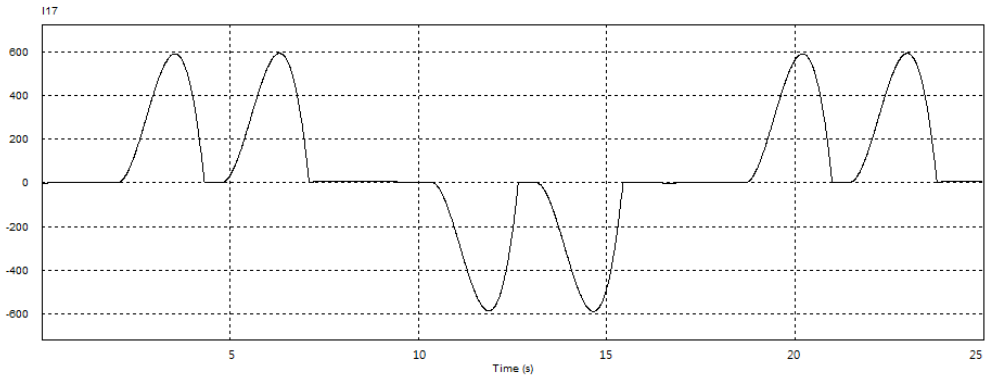
(d) input phase current

Fig.5-7 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 50[%])

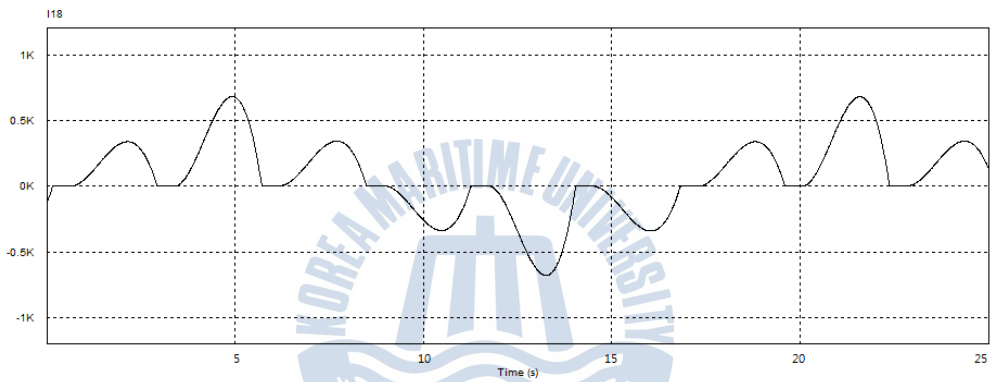
5.2.3 부하율 30[%]

1) 보조전원장치를 사용하지 않은 경우

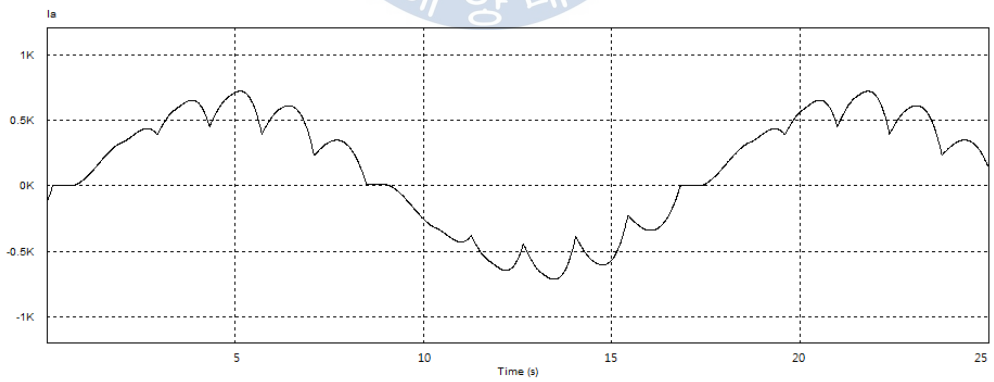
Fig.5-8는 30[%] 부하상태에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 보여주고 있다. 부하전류의 감소로 인해 각 정류기 입력전류는 불연속구간이 나타나고 파형의 왜곡이 심해짐을 볼 수 있다. 입력 상전류도 리플이 확대되어 총 고조파 왜형률은 14.7[%]로 상승하였다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2



(c) input phase current

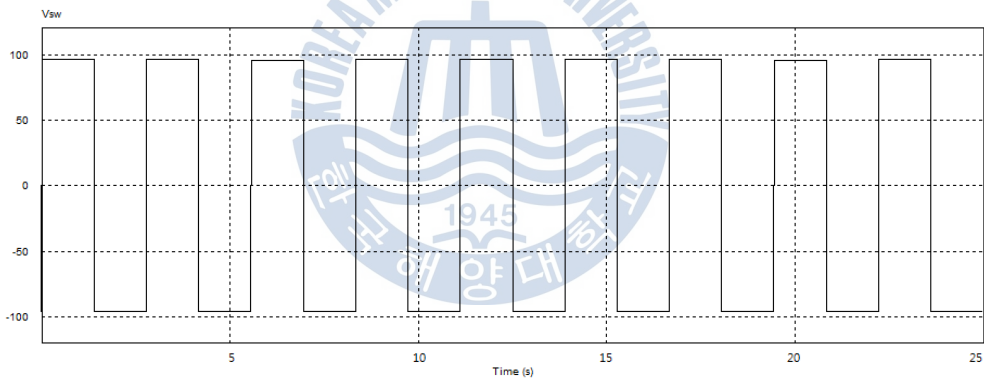
Fig.5-8 Simulation voltage and current waveforms without AVS
(Load Factor 30[%])

2) 구형파 보조전원장치를 적용한 경우

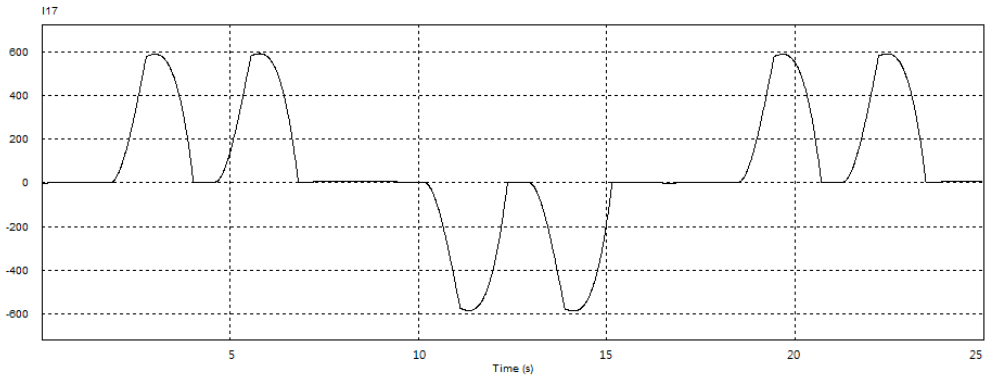
Fig.5-9는 30[%] 부하상태에서 구형파 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 도시하고 있다.

보조전원장치의 구형파 전압은 부하전류에 비례하여 더 감소되었고 각 정류기 입력전류는 약간 정형되어있음을 볼 수 있다. Fig.5-8에 비해 입력 상전류의 파형도 리플이 축소되어 다소 개선되었음을 알 수 있다.

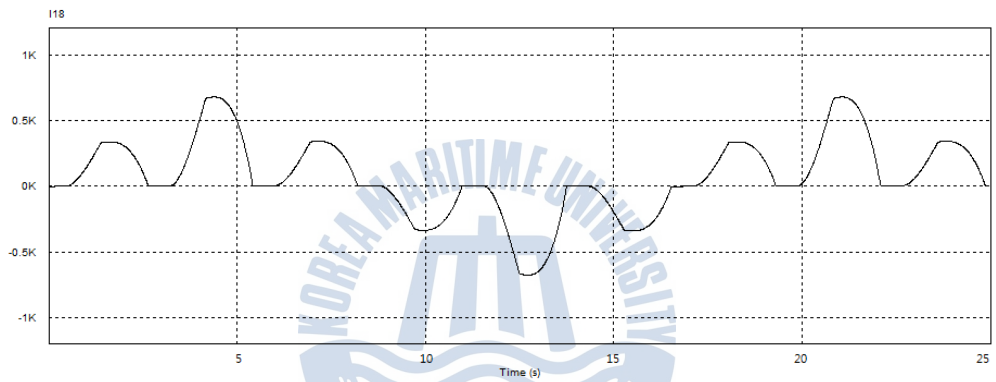
이 경우 보조전원장치를 사용하지 않을 때에 비해 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 14.7[%]에서 10.1[%]로 감소되었지만, 그 효과가 100[%] 및 50[%] 부하상태에 비해 크게 떨어짐을 알 수 있다. 다시 말하면 기존의 구형파 보조전원장치의 경우 저 부하에서 고조파 저감효과가 크지 않음을 볼 수 있다.



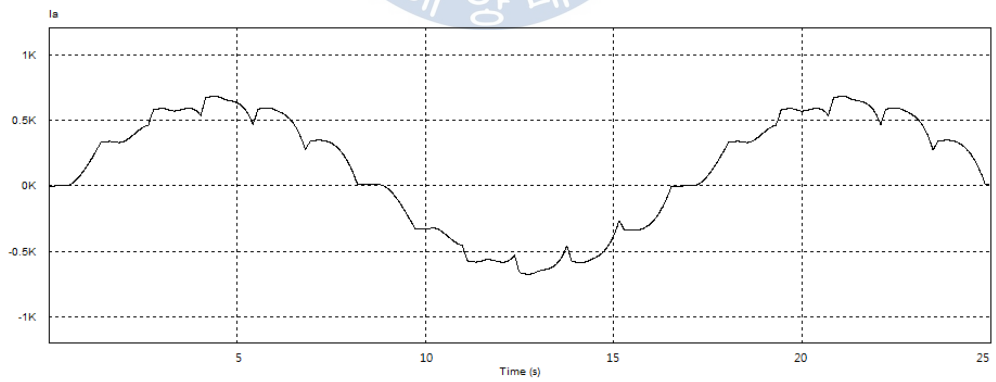
(a) square wave - AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier2

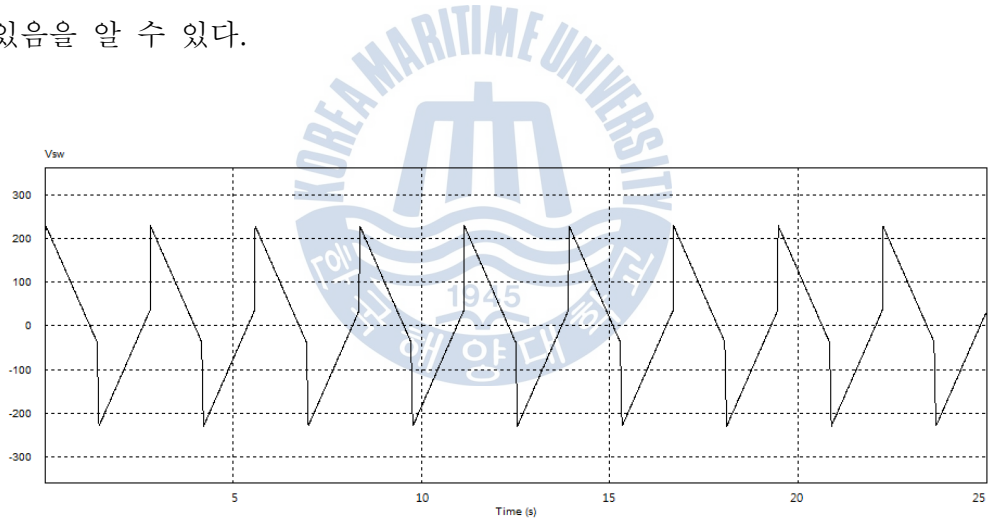


(d) input phase current

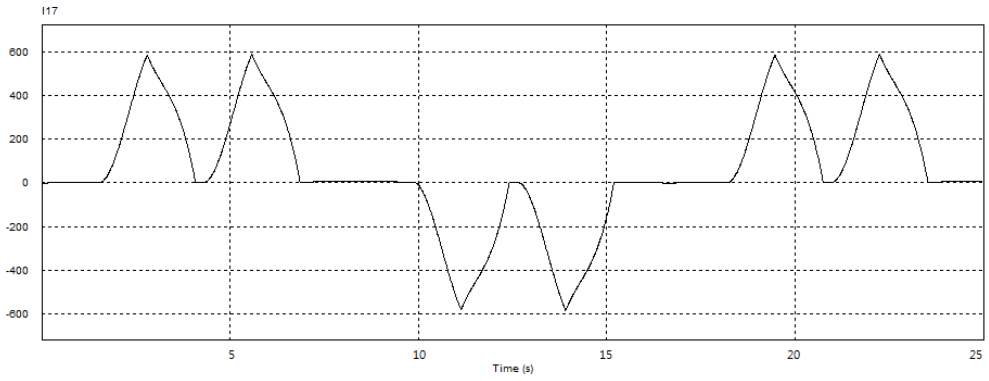
Fig.5-9 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load Factor 30[%])

3) 개선된 보조전원장치를 적용한 경우

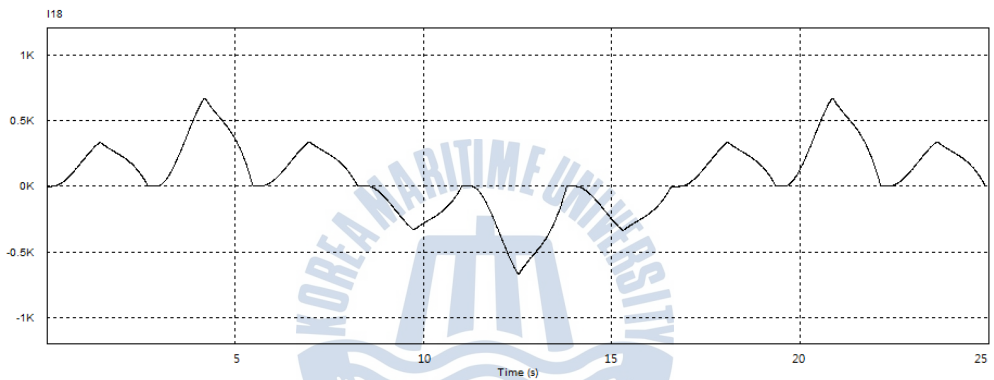
Fig.5-10은 부하율 30[%]상태에서, 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 나타내고 있다. 보조전원장치의 전압이 구형파 반(1/2)주기 동안에 비해 크기가 변할 뿐 아니라 방향도 양방향이 공존함을 볼 수 있다. 정류기 입력 및 출력전류가 Fig.5-9에 비해 불연속구간도 짧고 보다 더 날카로워 삼각파에 가깝게 정형되어있고 입력 상전류의 파형도 더욱 더 개선되었음을 볼 수 있다. 구형파 보조전원장치를 사용한 경우에 비해 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 10.1[%]에서 6.4[%]로 감소되었다. 즉, 본 논문에서 제안한 방식이 기존의 구형파 보조전원장치에 비해 저 부하에서 탁월한 고조파저감 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.



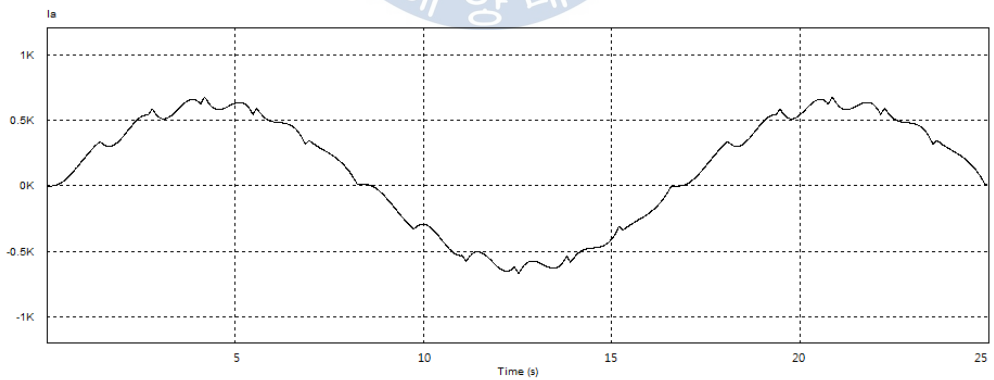
(a) advanced AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier1



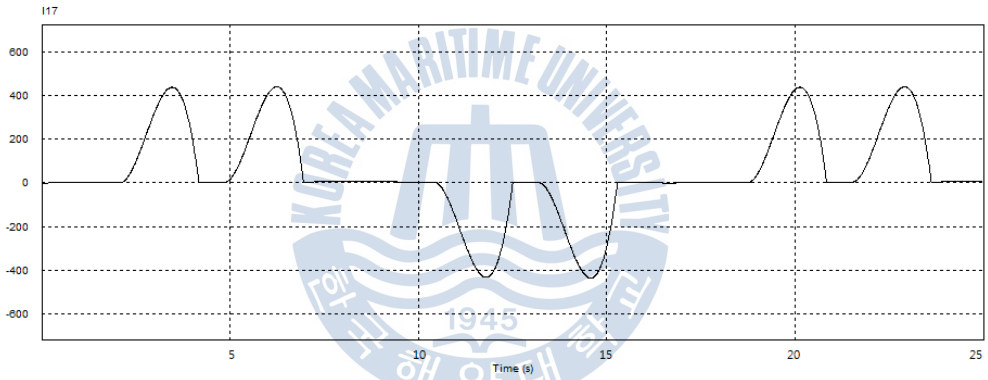
(d) input phase current

Fig.5-10 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 30[%])

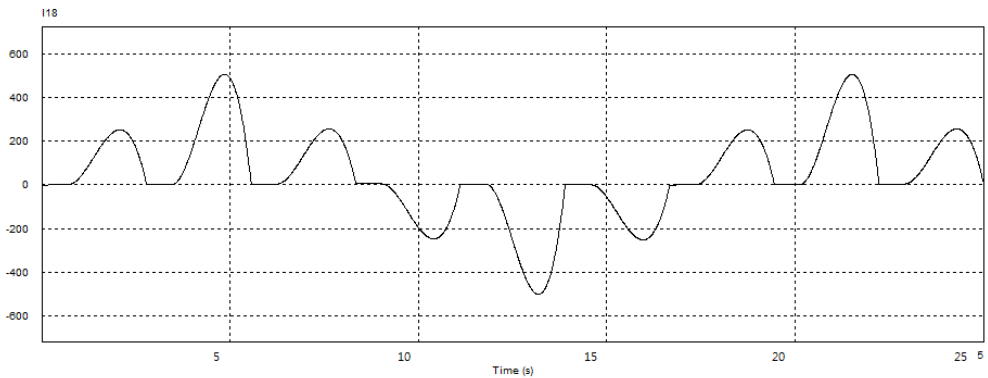
5.2.4 부하율 20[%]

1) 보조전원장치를 사용하지 않은 경우

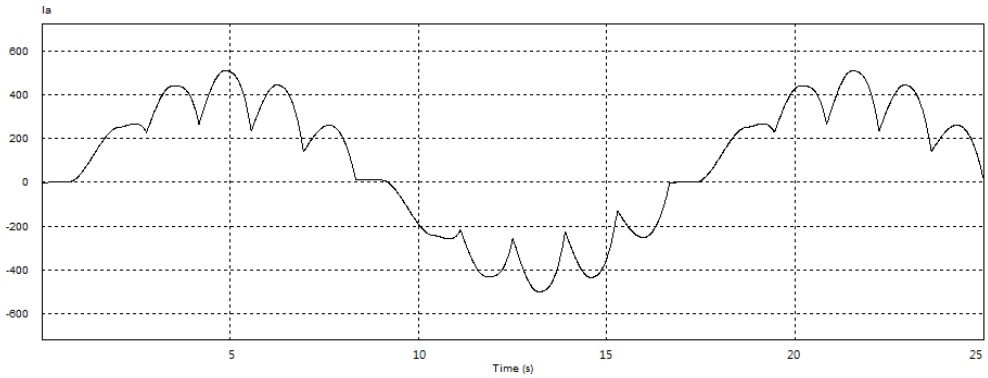
Fig.5-11은 20[%] 부하상태에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 보여주고 있다. 부하전류가 더욱 더 감소함으로 인해 각 정류기 입력전류의 불연속구간이 확대되고 파형이 심하게 찌그러짐을 볼 수 있다. 입력 상전류도 리플의 크기 및 폭이 확대되어 총 고조파 왜형률은 19.7[%]로 상승하였다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2



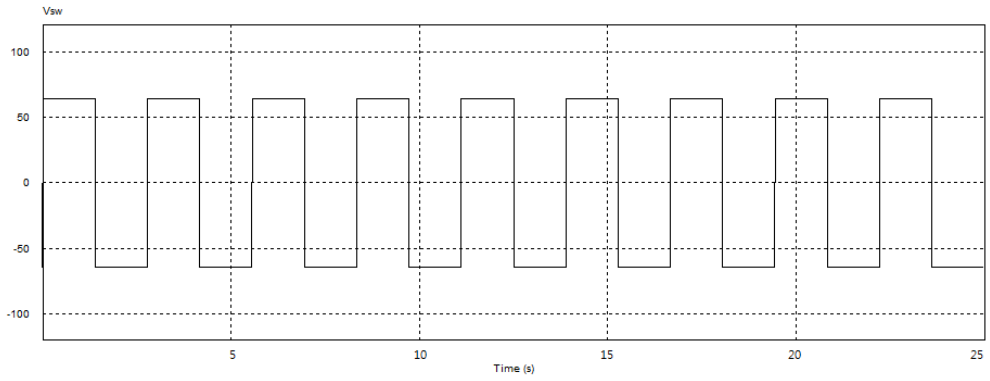
(c) input phase current

Fig.5-11 Simulation voltage and current waveforms without AVS
(Load Factor 20[%])

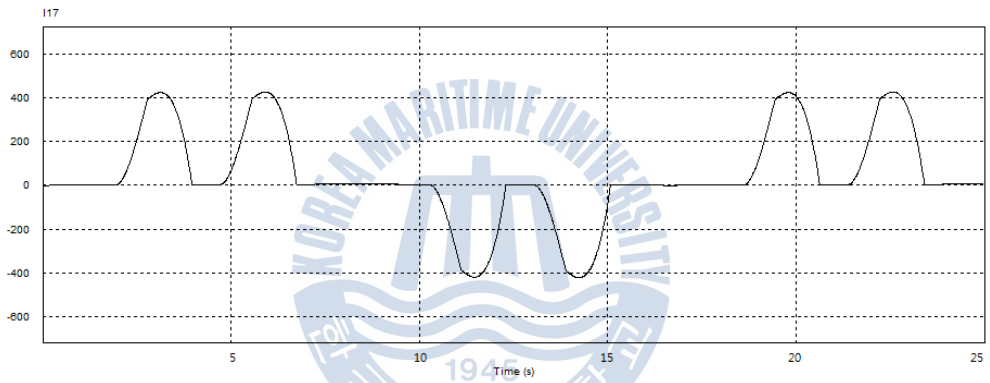
2) 구형파 보조전원장치를 적용한 경우

Fig.5-12는 20[%] 부하상태에서 구형파 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 도시하고 있다. 보조전원장치의 구형파 전압은 부하전류에 비례하여 감소되었고 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류가 약간 정형되었지만 그 차이가 눈에 띄게 크게 개선되는 않았음을 볼 수 있다.

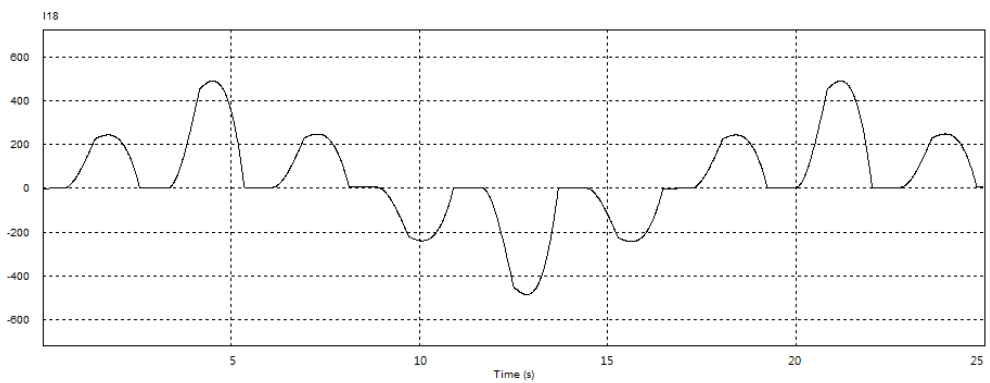
이 경우 보조전원장치를 사용하지 않을 때에 비해 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 19.7[%]에서 16.3[%]로 감소되었지만 그 효과는 미미하였다.



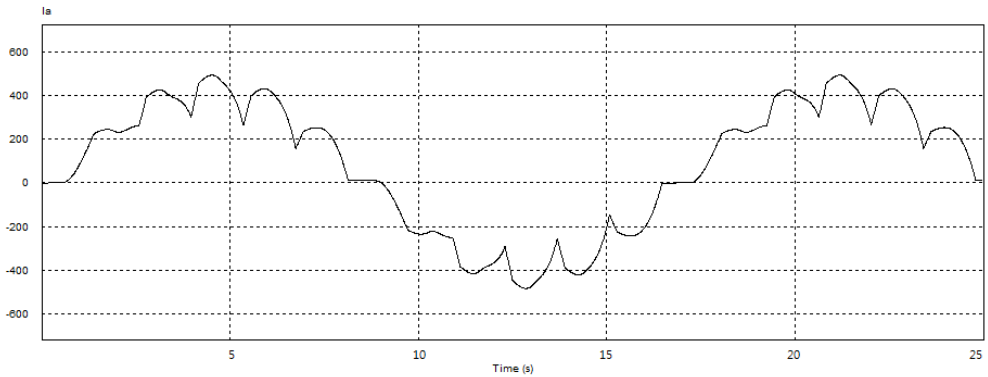
(a) square wave – AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier2

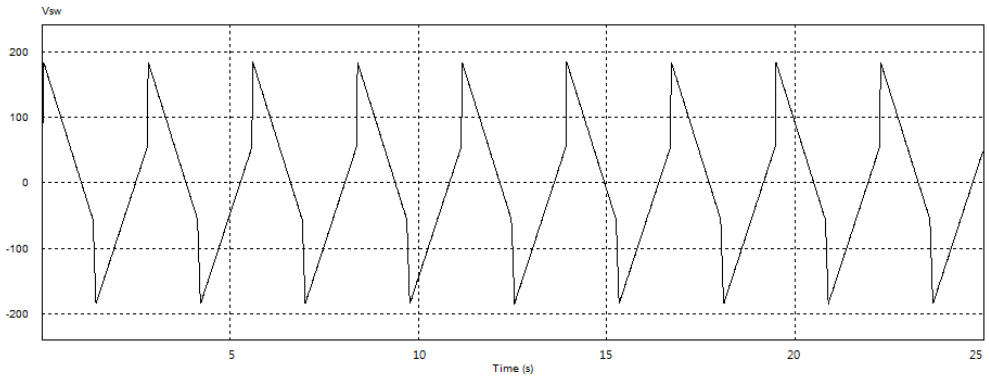


(d) input phase current

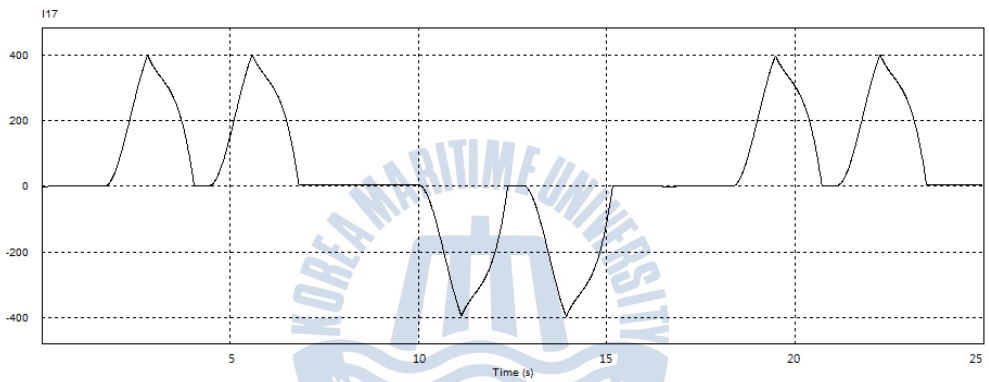
Fig.5-12 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load Factor 20[%])

3) 개선된 보조전원장치를 적용한 경우

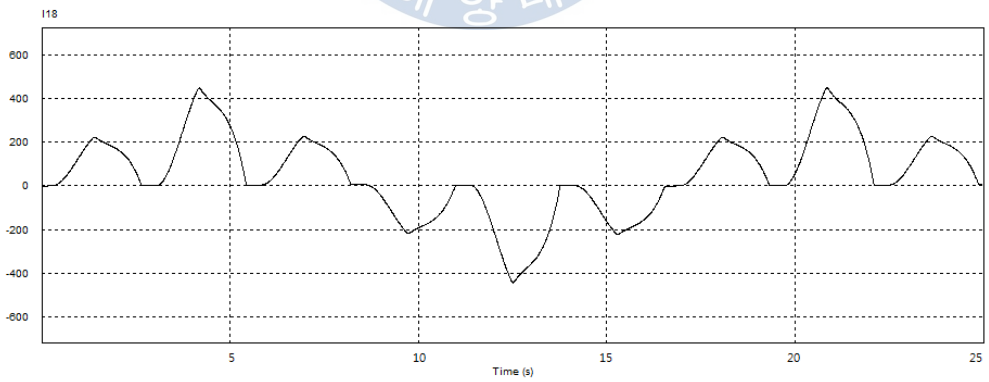
Fig.5-13은 부하율 20[%]상태에서, 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 나타내고 있다. 마찬가지로 보조전원장치의 전압이 구형과 반(1/2)주기 동안에 비해 크기가 변할 뿐 아니라 방향도 양방향이 공존함을 볼 수 있다. 정류기 입력전류가 Fig.5-12에 비해 불연속구간도 짧고 보다 더 날카롭게 정형되어있고 입력 상전류의 파형도 더욱 더 개선되었음을 볼 수 있다. 입력 상전류의 총 고조파 왜형률이 구형과 보조전원장치를 사용한 경우에 비해 16.3[%]에서 7.7[%]로 크게 감소된 것을 볼 때, 제안된 방식의 저 부하 특성이 얼마나 탁월한지를 보여준다.



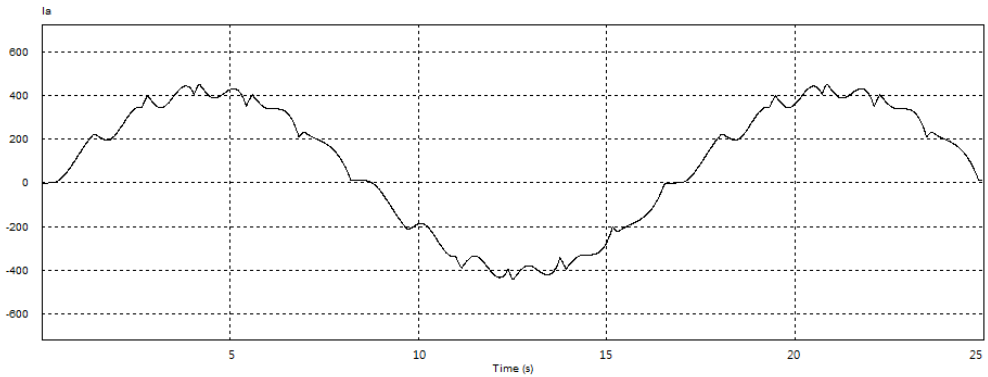
(a) advanced AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier1



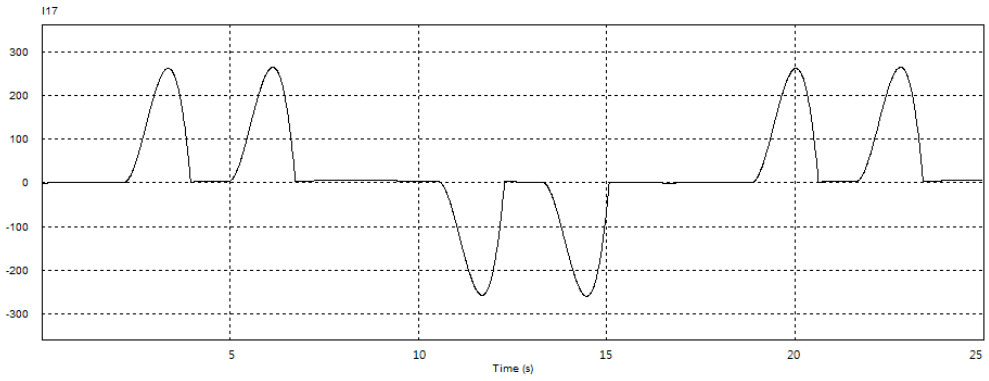
(d) input phase current

Fig.5-13 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 20[%])

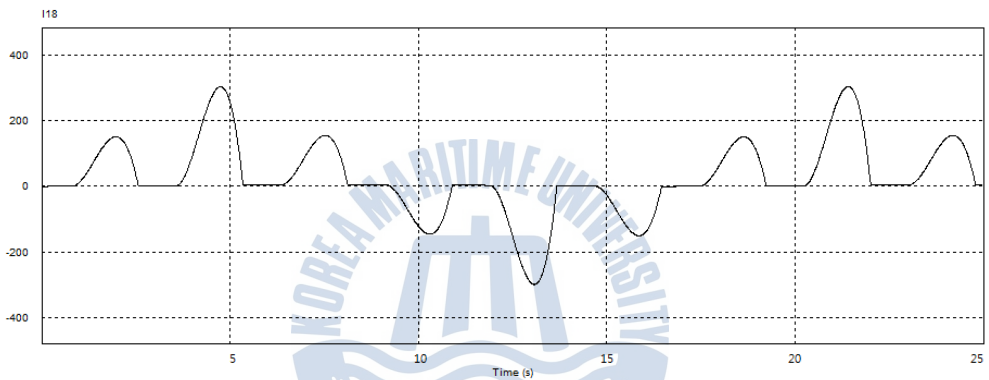
5.2.5 부하율 10[%]

1) 보조전원장치를 사용하지 않은 경우

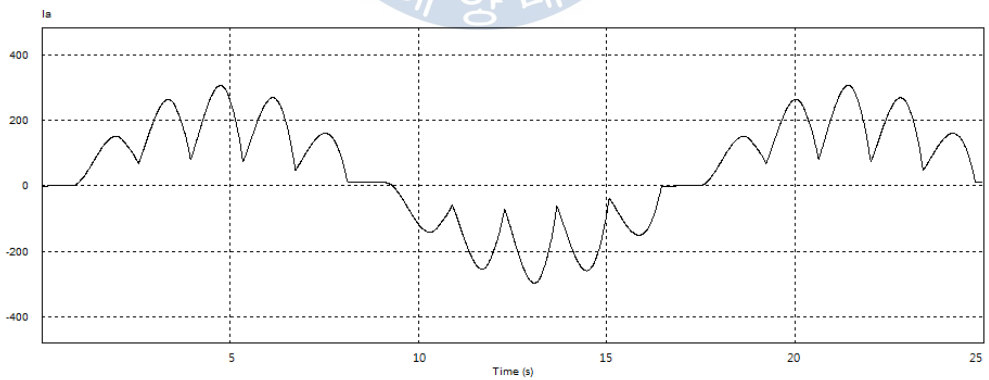
Fig.5-14는 10[%] 부하상태에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 보여주고 있다. 부하전류의 감소로 각 정류기 입력전류의 불연속구간이 확대되고 파형의 왜곡이 심각함을 볼 수 있다. 입력 상전류도 리플의 크기 및 폭이 크게 확대되어 정현파와는 거리가 먼 파형을 나타내고 있다. 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 34.6[%]까지 상승하였다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2



(c) input phase current

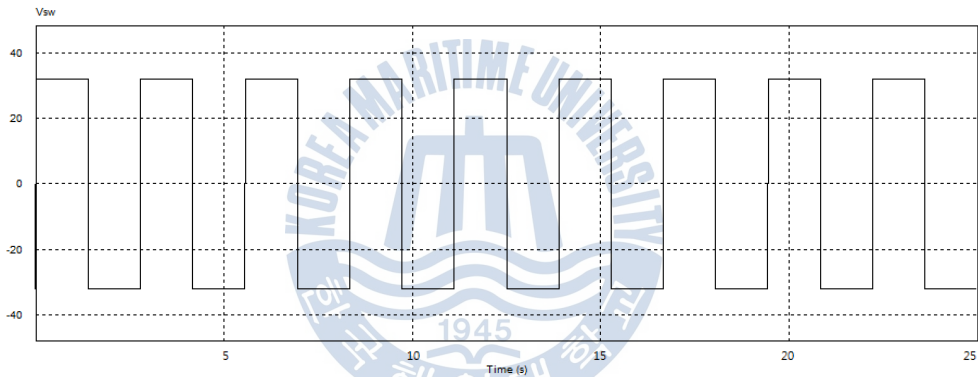
Fig.5-14 Simulation voltage and current waveforms without AVS
(Load Factor 10[%])

2) 구형파 보조전원장치를 적용한 경우

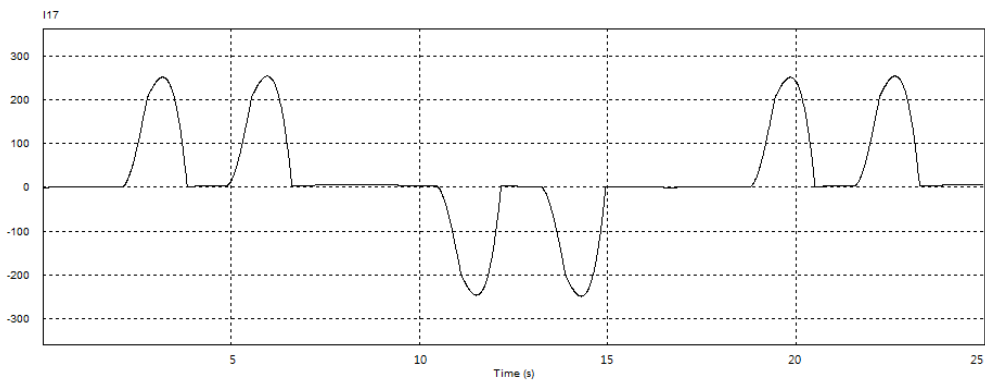
Fig.5-15는 10[%] 부하상태에서 구형파 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 도시하고 있다.

보조전원장치의 구형파 전압은 부하전류에 비례하여 크게 감소되었고 정류기 입력 및 입력 상전류는 보조전원장치를 사용하지 않았을 때와 거의 차이가 없음을 알 수 있다.

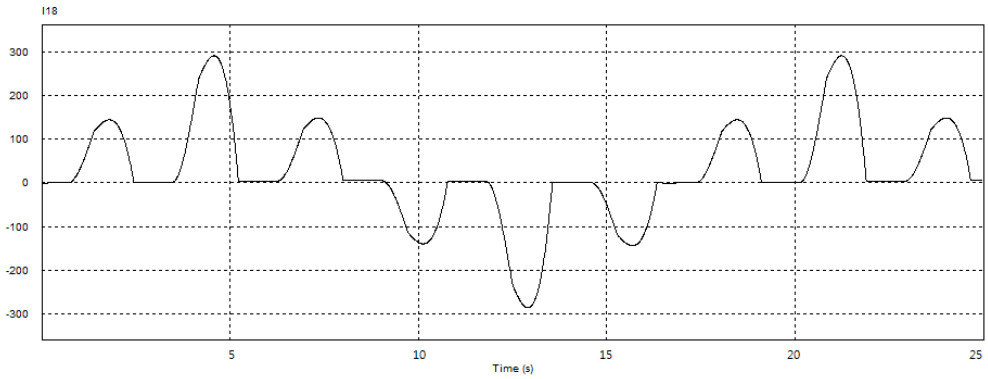
이 경우 보조전원장치를 사용하지 않을 때에 비해 입력 상전류의 총 고조파 왜형률은 34.6[%]에서 32.4[%]로 고조파 저감효과는 거의 없었다.



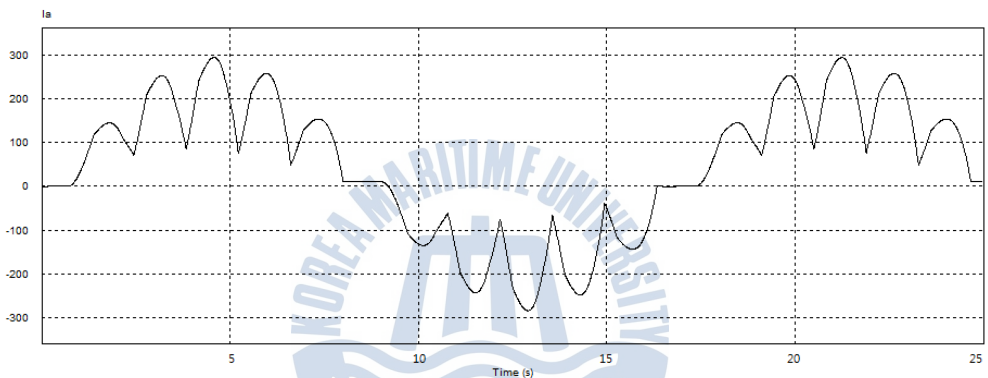
(a) square wave - AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier2

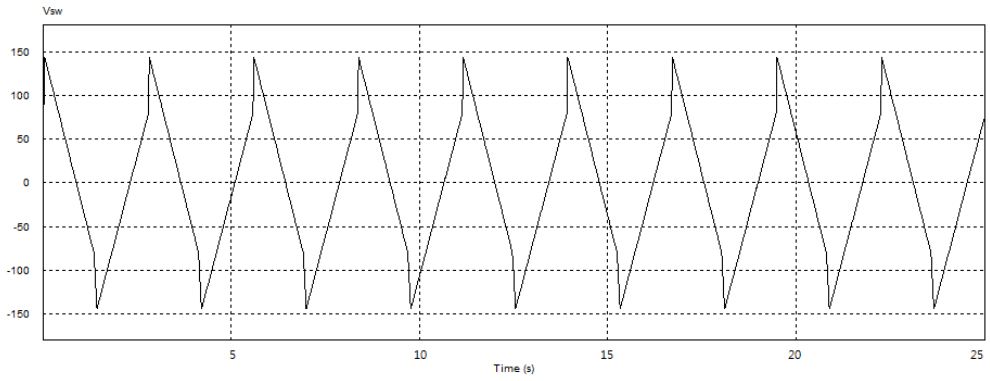


(d) input phase current

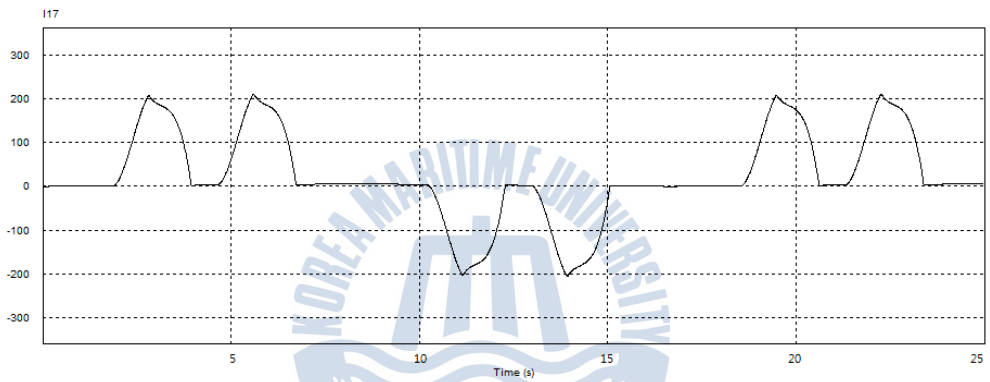
Fig.5-15 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load Factor 10[%])

3) 개선된 보조전원장치를 적용한 경우

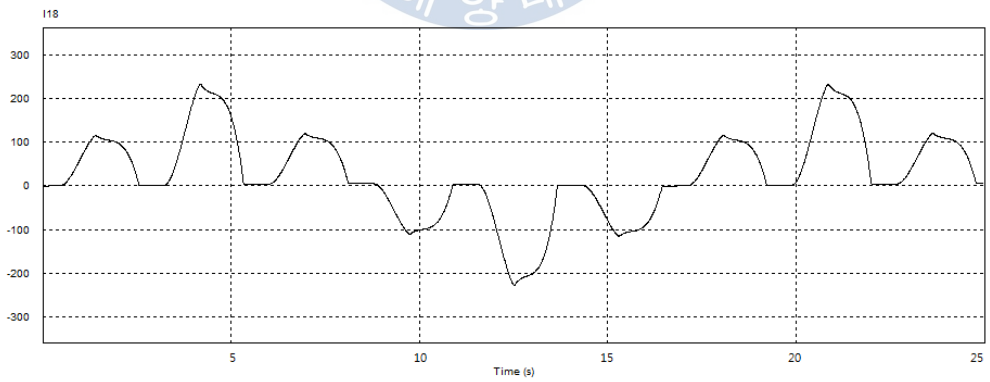
Fig.5-16은 부하율 10[%]상태에서, 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 보조전원장치의 전압, 각 정류기 입력전류 및 입력 상전류 파형을 나타내고 있다. 보조전원장치의 전압이 보다 급변하고 있음을 알 수 있다. 입력 상전류의 총 고조파 왜형률이 구형파 보조전원장치를 사용한 경우에 비해 32.4[%]에서 10.2[%]로 크게 감소되었다.



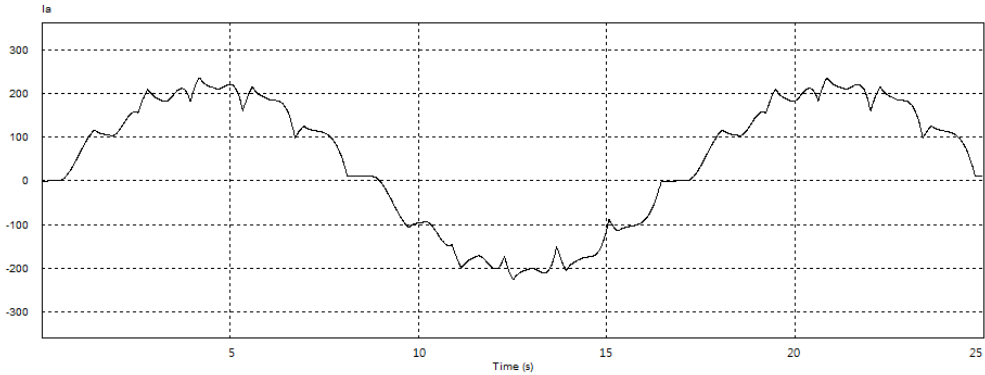
(a) advanced AVS



(b) input current to rectifier1



(c) input current to rectifier1



(d) input phase current

Fig.5-16 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load Factor 10[%])

5.3 시뮬레이션 결과 검토

Fig.5-17은 12-펄스 다이오드 정류기에 보조전원장치를 사용하지 않은 경우, 구형파 보조전원장치를 적용한 경우 및 본 논문에서 제안하는 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 부하율에 따른 입력 상전류의 총 고조파 왜형률을 나타낸 것이다.

100[%] 부하상태에서 입력전류의 총 고조파 왜형률은 각각 9.1[%], 3.6[%] 및 2.7[%]로, 각각 고조파의 60[%]와 70[%]를 감소시켜 구형파 보조전원장치와 개선된 보조전원장치 모두 양호한 고조파 저감효과를 보였다.

50[%] 부하상태에서는 각각 11.6[%], 5.9[%] 및 4.5[%]의 THD를 보였다. 즉, 기존 구형파 전압은 49[%]를, 본 논문에서 제안한 방식은 61[%]의 고조파 저감성능을 나타내었다.

30[%] 부하에서는 총 고조파 왜형률이 14.7[%], 10.1[%] 및 6.4[%]이었다. 즉, 기존 구형과 보조전원장치의 고조파 저감효과가 31[%]로 현저히 떨어진 반면 본 논문에서 제안된 방식은 57[%]의 고조파를 감소시켰다.

부하율 20[%]시 THD는 각각 19.7[%], 16.3[%] 및 7.7[%]로 고조파 저감률은 17[%] 및 61[%]이었다. 즉, 기존 구형과 제어방식에 비해 본 논문에서 제안된 방식이 탁월한 고조파 저감효과를 보였다.

10[%] 부하상태에서는 총 고조파 왜형률이 각각 34.6[%], 32.4[%] 및 10.2[%]이었다. 즉, 기존방식은 THD의 6[%]정도만 감소시켜 저감효과가 거의 없지만 제안된 방식은 71[%]라는 놀라운 저감성능을 보여주고 있다.

기존의 구형과 제어방식은 부하에 따라 6~60[%]의 엄청난 편차를 갖는 고조파 저감률을 보이지만 본 논문에서 제안한 방식은 전 부하범위에 걸쳐 57~71[%]라는 안정되고 뛰어난 고조파 저감률을 나타내었다.

따라서 전 부하(부하율 100[%]) 부근에서 운전되는 장치의 경우 구형과 보조전원장치를 적용하여도 무방하지만 저 부하에서 고 부하에 이르기까지 폭넓은 범위의 운전이 필수적인 응용부문에서는 본 논문에서 제안한 방식이 훨씬 뛰어난 고조파 저감대책이 될 것이라고 사료된다.

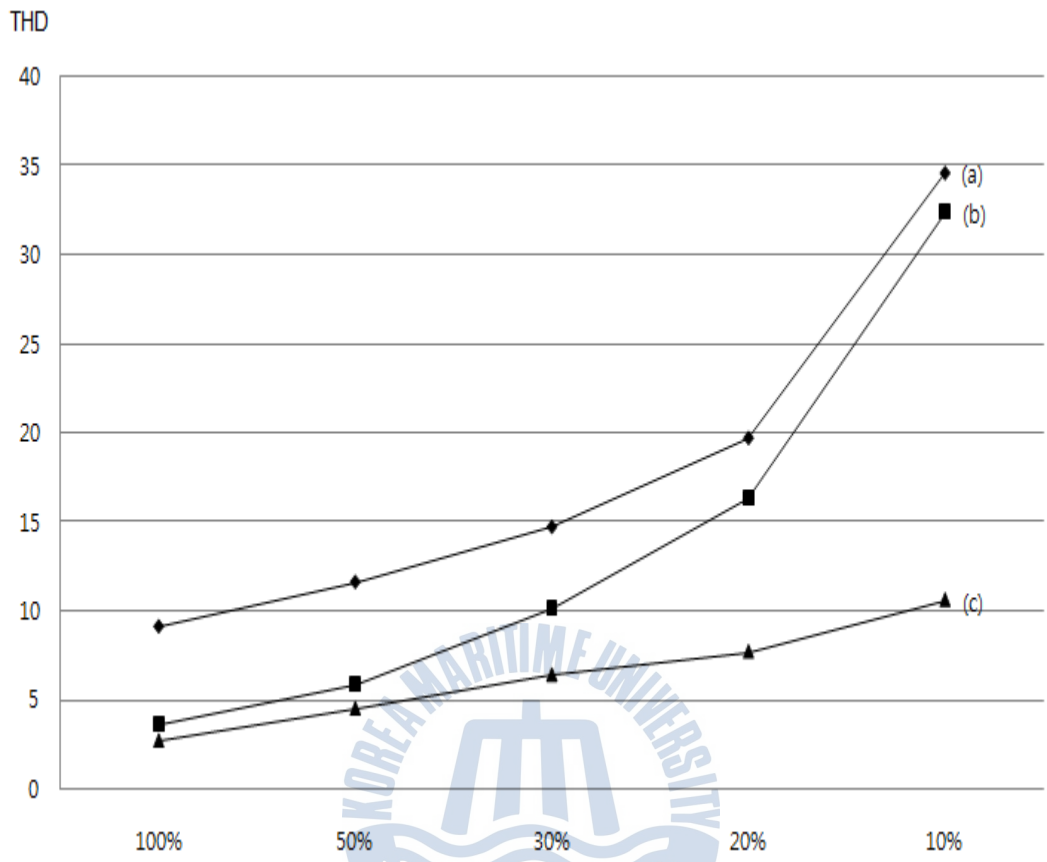


Fig.5-17 Comparison of THD by changing the rate of load
 (a) without AVS (b) the square wave - AVS
 (c) the Advanced AVS

제 6 장 실험 및 검토

6.1 실험장치의 구성

6.1.1 실험장치 시스템

본 논문에서 제안하는 12-펄스정류기에서의 고조파 저감장치의 전체 실험장치 시스템을 Fig.6-1에 도시한다. 시스템을 구현하기 위한 전체적인 구성은 삼상정류시스템과 AVS용 PWM 인버터로 나누어진다.

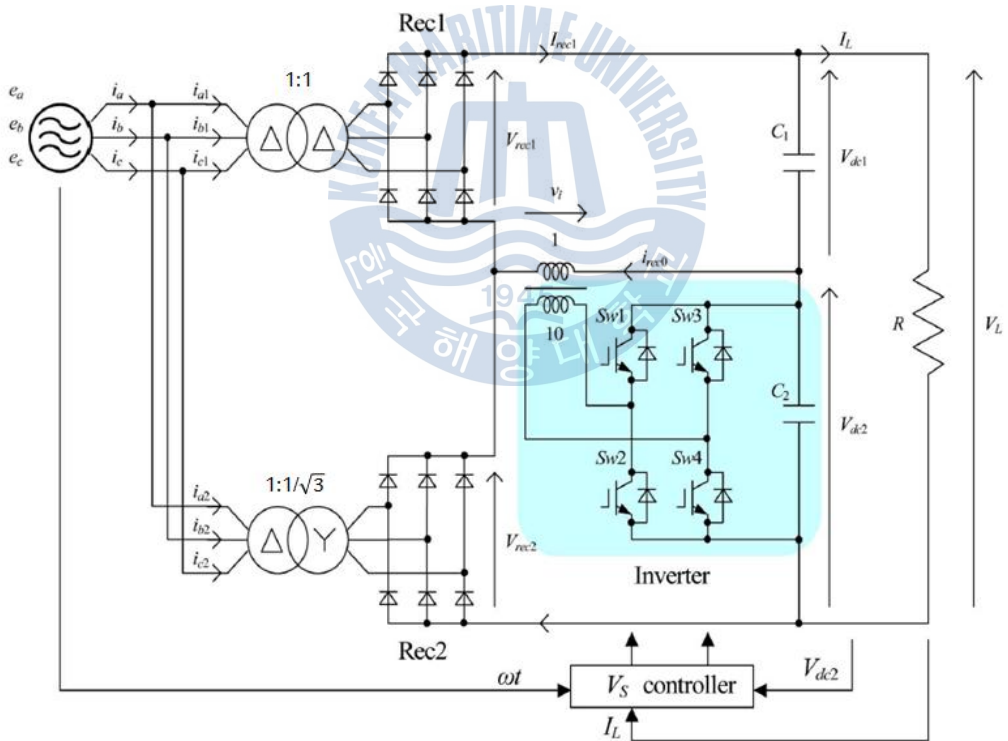


Fig. 6-1 Configuration of auxiliary voltage supply used for experiment

6.1.2 AVS용 PWM 인버터 및 제어장치

PWM 인버터는 MICROCHIP사의 dsPIC30F6010A를 사용하여 구성하였다. dsPIC30F6010A는 DSP 모듈을 내장한 16비트 마이크로 컨트롤러로서 최대 30 MIPS로 동작할 수 있고 4개의 sample & hold 모듈을 내장한 10비트 A/D 컨버터 등을 내장하고 있다.

부하전류 검출은 절연형 전류센서를 사용하였다. 전류센서는 LEM사의 LAH 25-NP를 사용하였다. 전원은 양 전원을 사용하였고, 전류출력이므로 출력단자에 저항을 설치하여 전압출력으로 전환한 후, OP Amp인 TL082를 이용하여 전류센서 출력을 dsPIC30F6010A의 A/D 입력범위인 0 ~ 5[V]로 변환하였다.

직류출력전압의 검출은 절연형 전압검출센서인 LEM 사의 LV 25-P를 사용하였다. 전압검출센서 역시 전류 출력형이므로 출력단자에 저항을 설치하고 전류센서와 같은 방식으로 dsPIC30F6010A의 A/D 입력에 연결하였다.

PWM 인버터에서 발생하는 대부분의 노이즈는 IGBT의 턴온과 턴오프시에 발생하며, 이 노이즈는 PWM 인버터에서 부하전류 및 직류출력전압 검출 시, 원 신호에 추가되어 신호를 왜곡시키므로, 일반적으로 A/D 입력부에 필터회로를 추가하거나 프로그램에서 필터링하는 부분을 추가한다.

이와 같은 방법들은 부가적인 회로를 요구하거나 필터링 프로그램에 의한 지연을 초래한다. 본 논문에서 제작한 PWM 인버터의 경우는 IGBT 턴온 구간과 턴오프 구간을 피하여 A/D 샘플링을 실시하여 추가적인 외부 필터나 프로그램 없이 노이즈를 제거하는 방식을 사용하였다.

전력회로의 구성은 정류부와 보조전원장치를 위한 PWM 인버터부로 구성되어 있으며, 정류부에는 3상 브리지 정류기와 평활용 콘덴서가 있다.

보조전원장치의 공급원인 인버터부는 IGBT모듈을 사용하여 구성하였다.

IGBT 모듈은 FAIRCHILD 사의 FSAM30SH60A라는 Smart Power Module을 사용하였다. 이 모듈은 600[V] 30[A] IGBT 6개로 구성되어 있고, IGBT gate driver가 내장되어 있으며 bootstrap 기능으로 gate driver단의 전원부를 간편하게 구성할 수 있다. 추가적으로 IGBT모듈의 온도 모니터링 기능과 과전류에 의한 IGBT모듈 손상을 방지하기 위한 fault signal 생성 기능들이 있다.

dsPIC30F6010A에서 출력되는 4개의 PWM 신호는 HCPL-4503에 의하여 절연되어 출력된다.

6.1.3 실험장치 구성

Fig.6-2는 실험에 사용한 실험 장치를 사진으로 보인 것이다.

Fig.6-3은 보조전원장치용 PWM 인버터를, Fig.6-4는 삼상트랜스 및 정류기 모듈을 보여주고 있다.

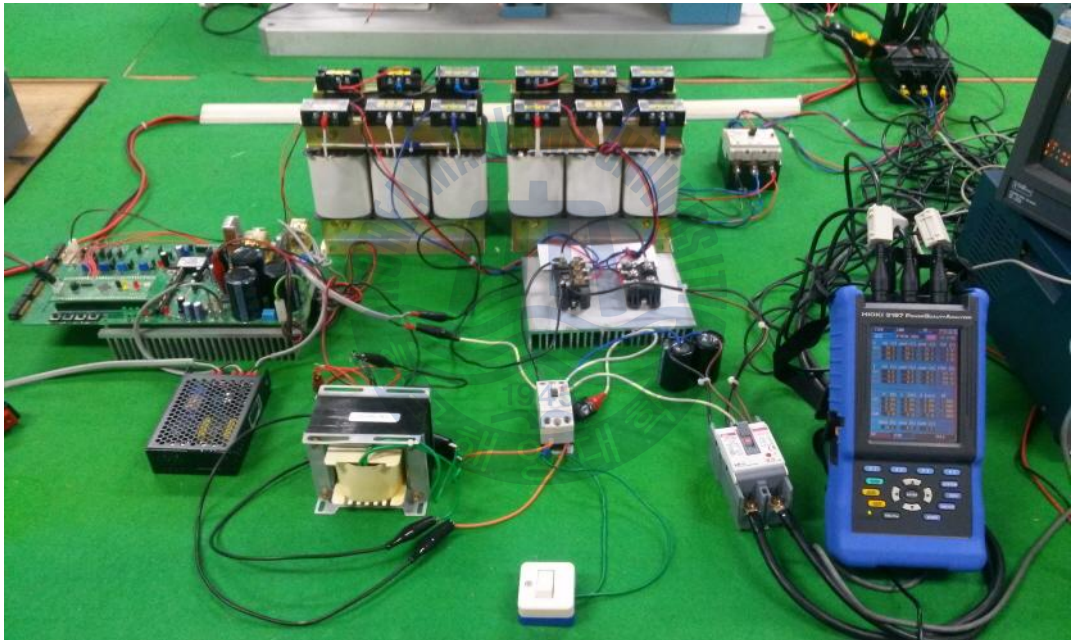


Fig. 6-2 Configuration of the experimental devices

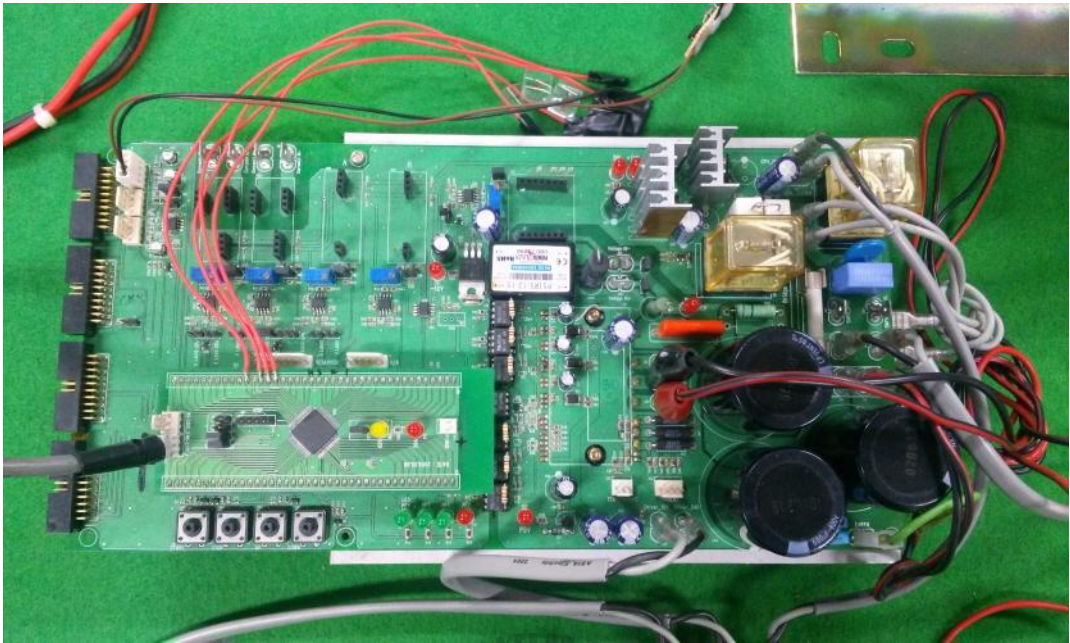
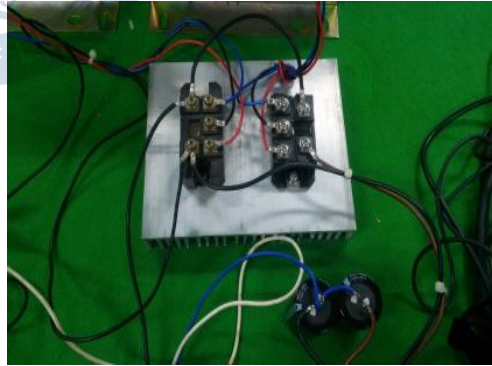


Fig. 6-3 Configuration of the PWM Inverter for AVS



(a)



(b)

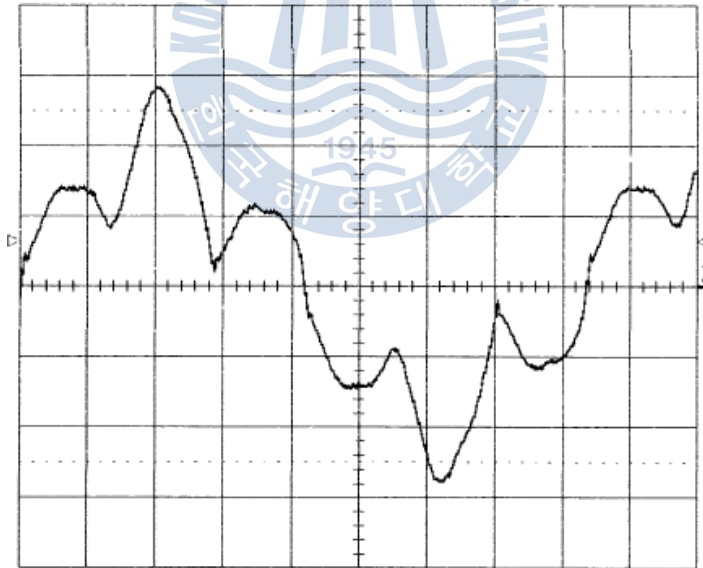
Fig. 6-4 Configuration of the Transformers and Rectifiers.
(a) Three phases transformers (b) Three phases rectifiers

6.2 실험결과 검토

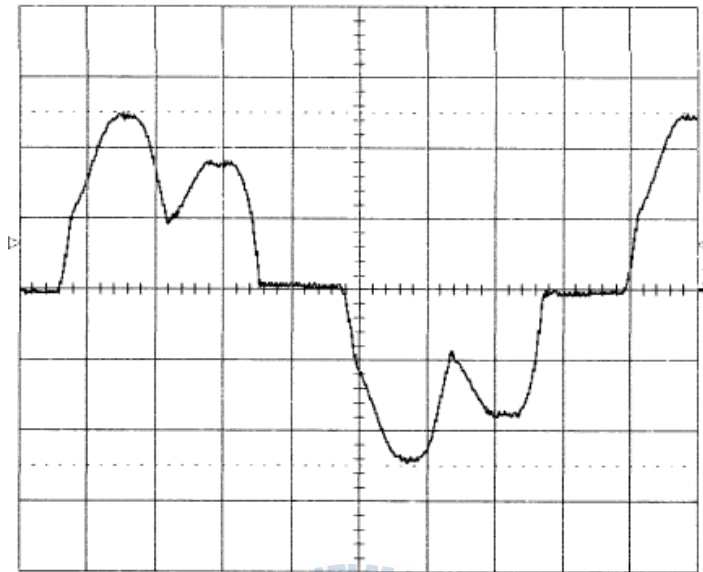
실험의 순서는 300[W] 및 500[W] 부하에서 각각 보조전원장치를 사용하지 않은 경우, 기존 구형과 보조전원장치 및 개선된 보조전원장치를 적용한 경우의 고조파 특성을 알아본다.

6.2.1 300[W] 부하의 경우

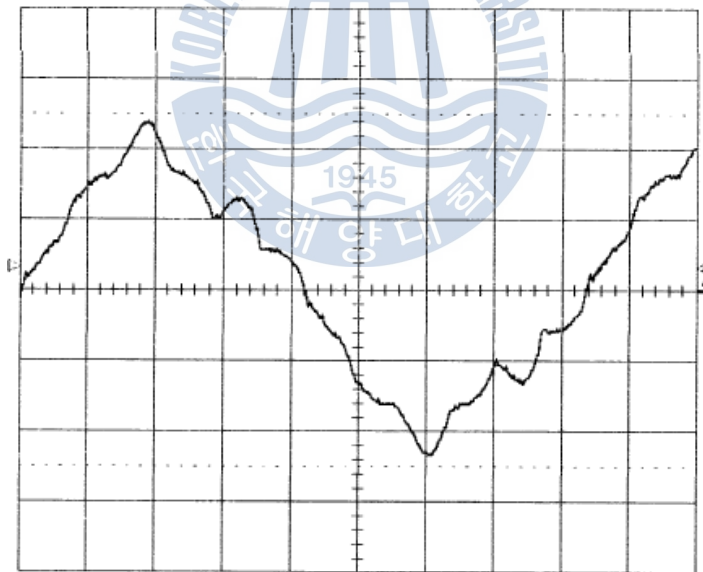
- 1) Fig.6-5는 300[W] 부하가 인가된 상태 하에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 17.4[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



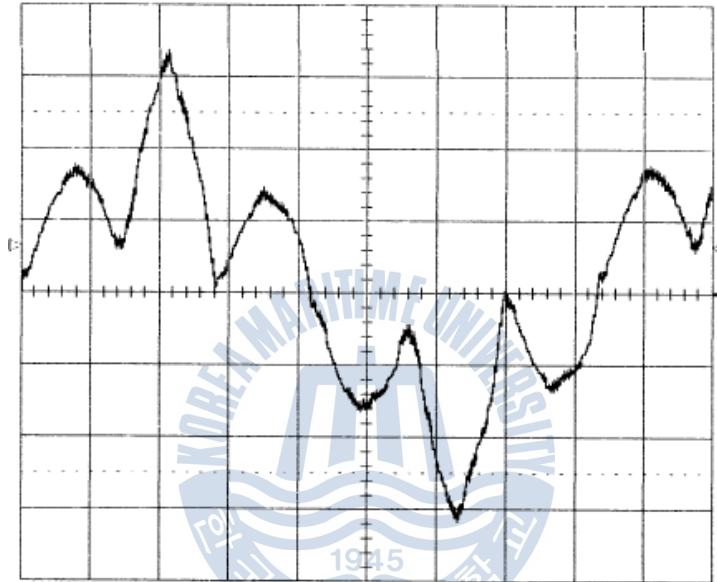
(b) input current to rectifier2



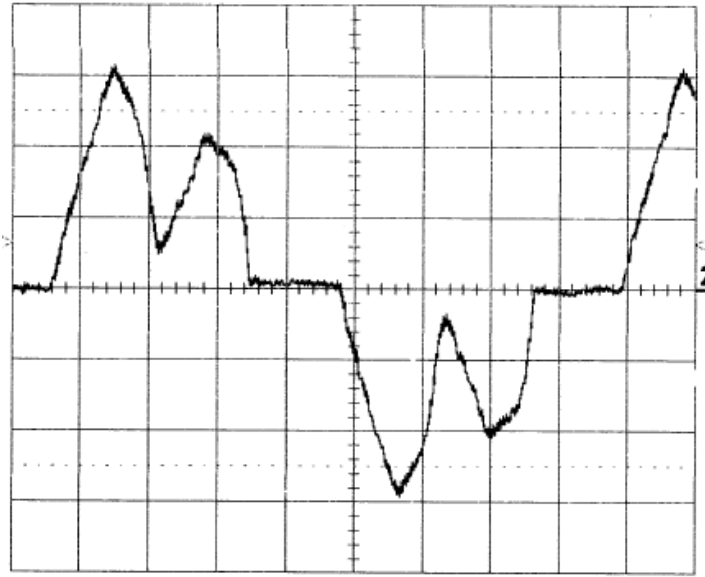
(c) input phase current

Fig.6-5 Experiment voltage and current waveforms without AVS
 - (Load 300[W])

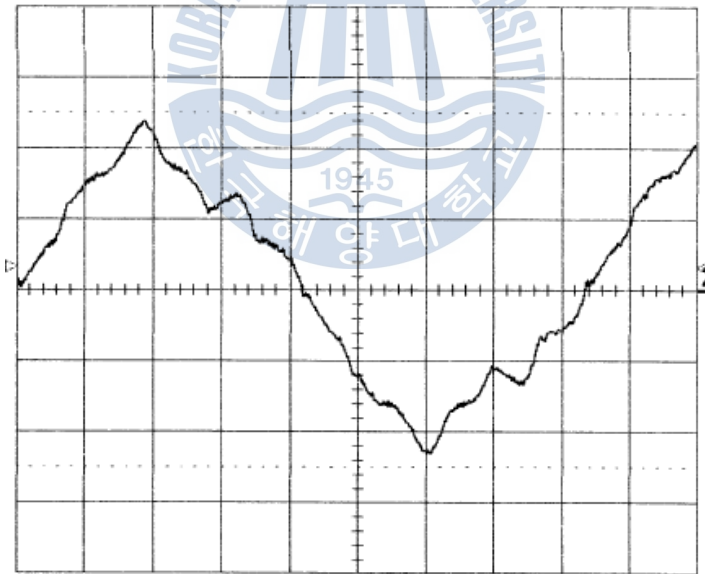
2) Fig.6-6는 300[W] 부하가 인가된 상태 하에서 기존 구형파 보조전원장치를 사용한 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 16.1[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



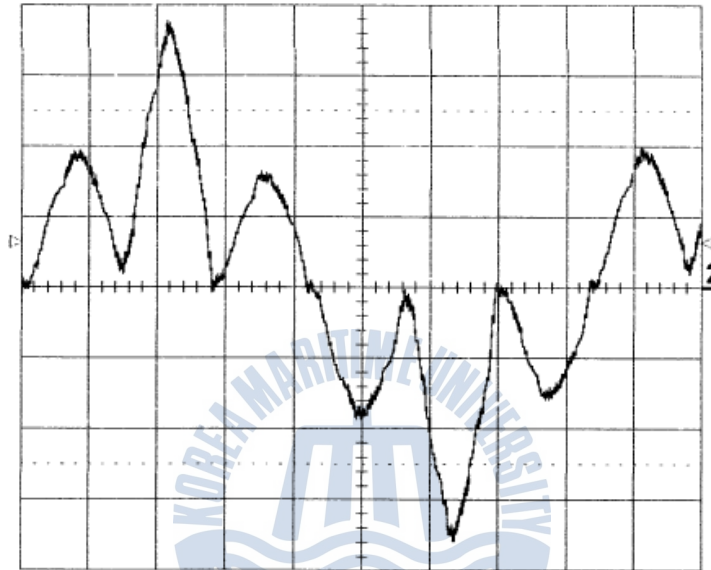
(b) input current to rectifier2



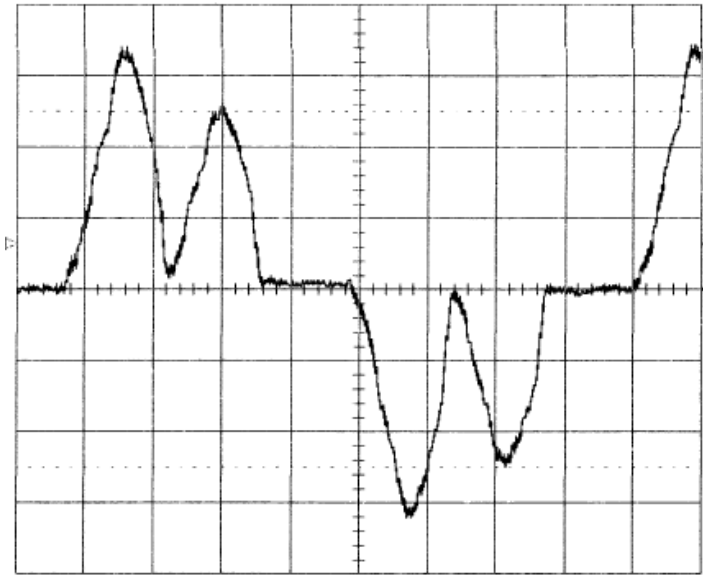
(c) input phase current

Fig.6-6 Experiment voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load 300[W])

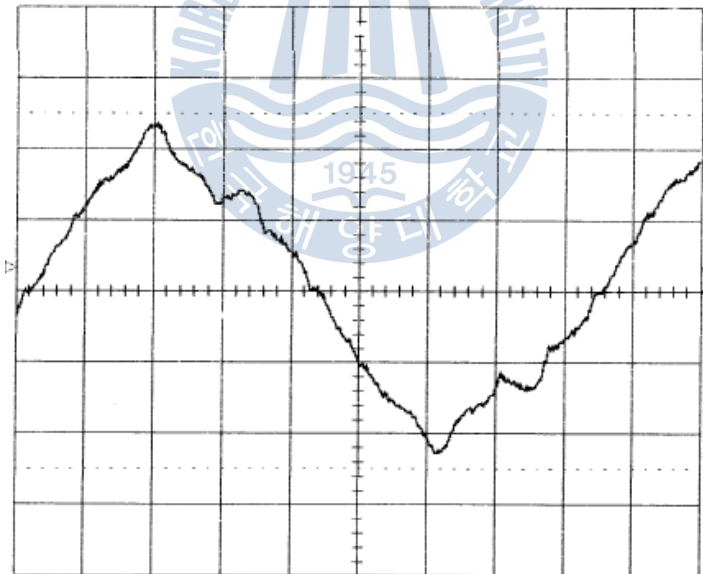
3) Fig.6-7는 300[W] 부하가 인가된 상태 하에서 개선된 보조전원장치를 사용한 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 13.8[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2

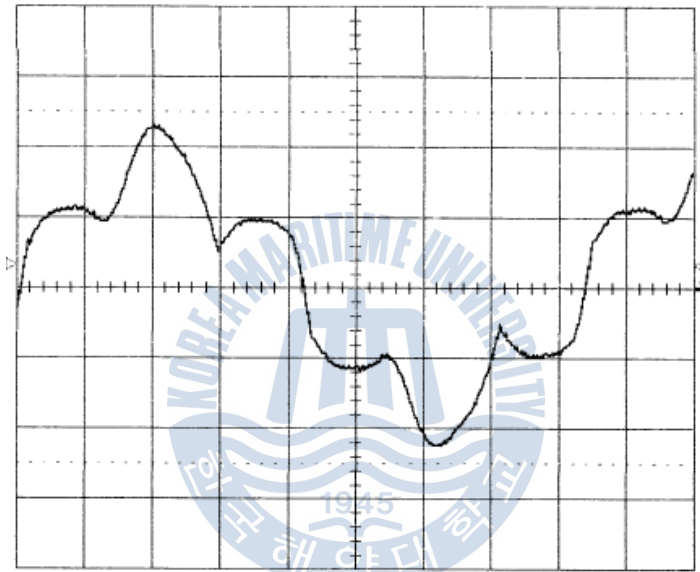


(c) input phase current

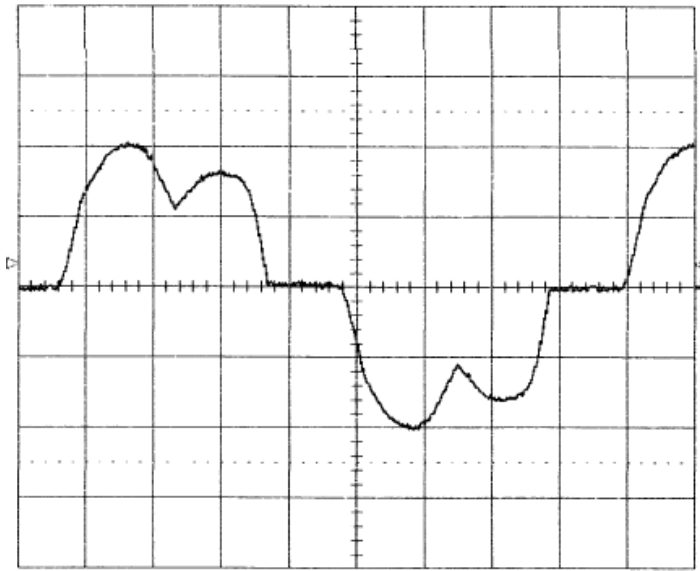
Fig.6-7 Experiment voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load 300[W])

6.2.2 500[W] 부하의 경우

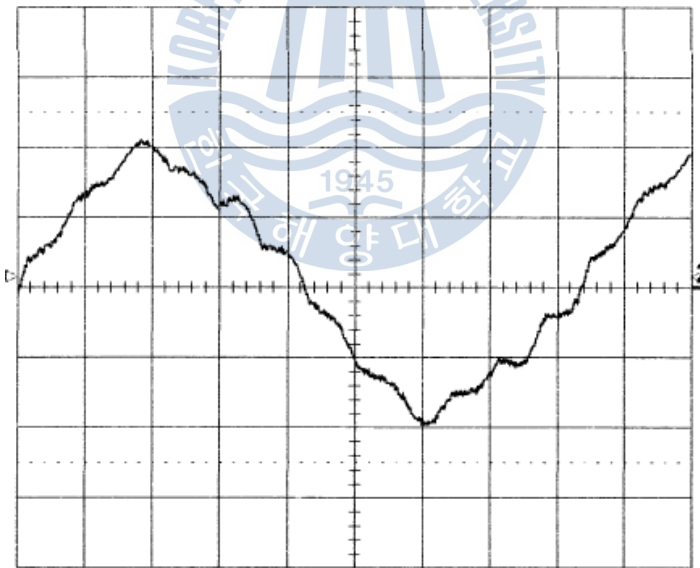
1) Fig.6-8는 500[W] 부하가 인가된 상태 하에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 11.2[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



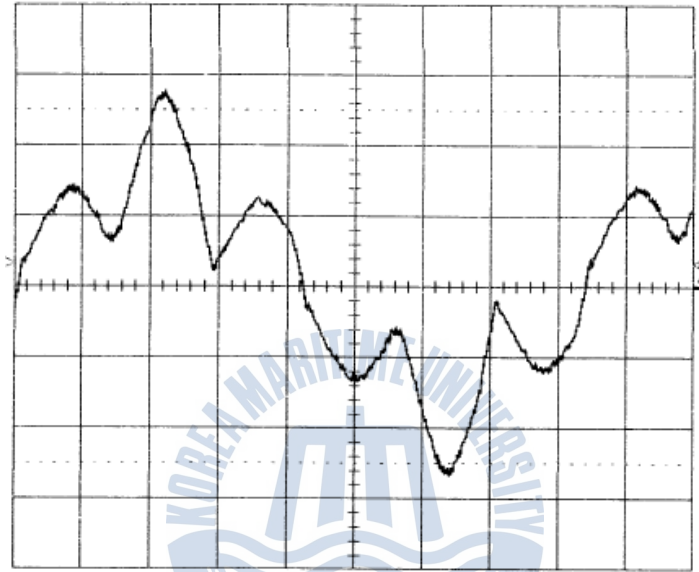
(b) input current to rectifier2



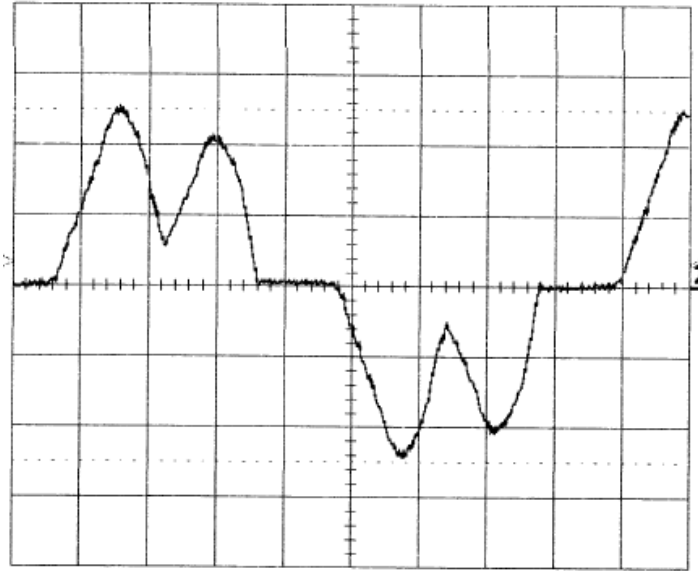
(c) input phase current

Fig.6-8 Simulation voltage and current waveforms without AVS
 - (Load 500[W])

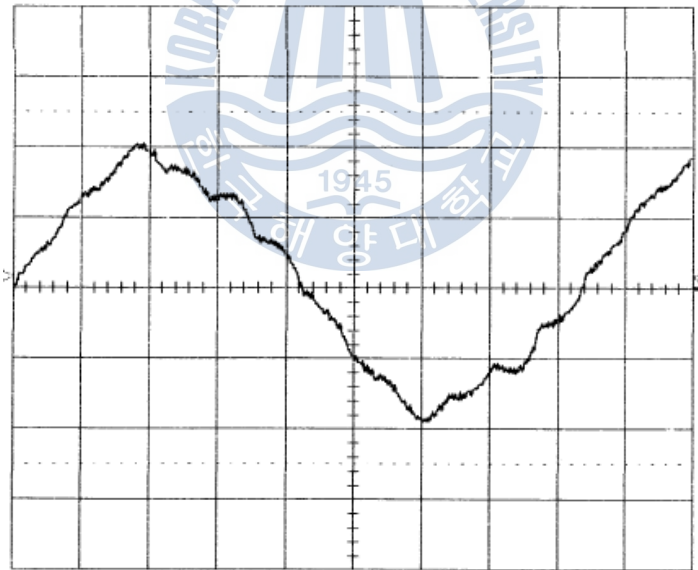
2) Fig.6-9는 500[W] 부하가 인가된 상태 하에서 기존 구형과 보조전원장치를 사용한 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 9.7[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



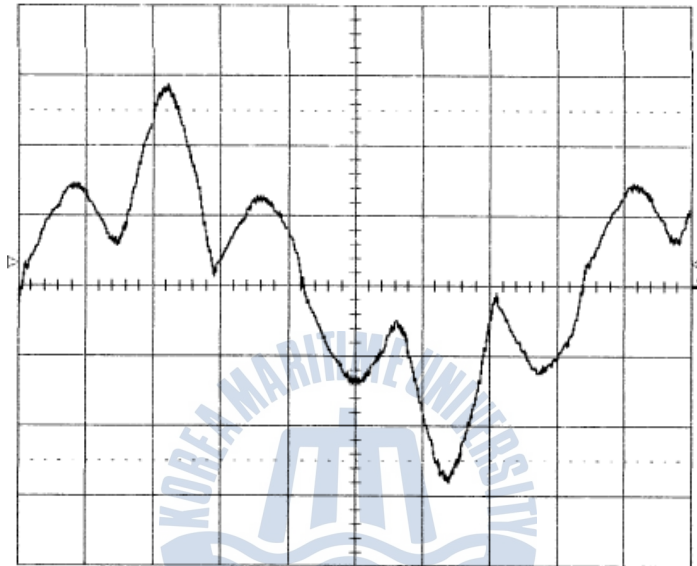
(b) input current to rectifier2



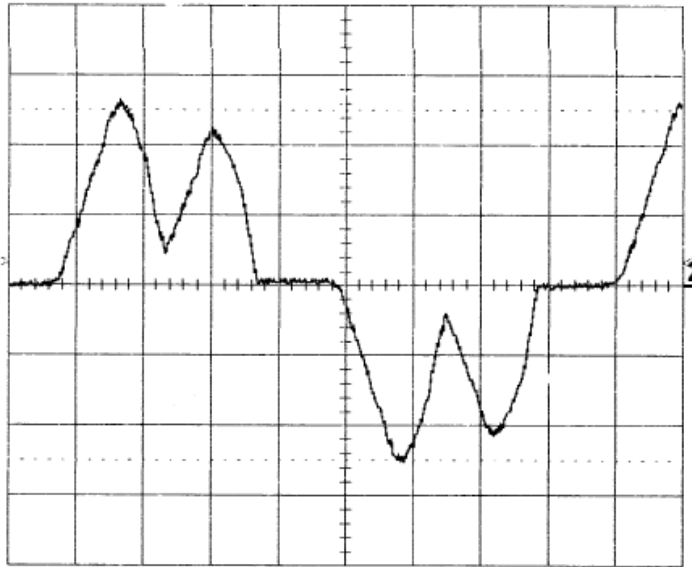
(c) input phase current

Fig.6-9 Simulation voltage and current waveforms with the square wave - AVS (Load 500[W])

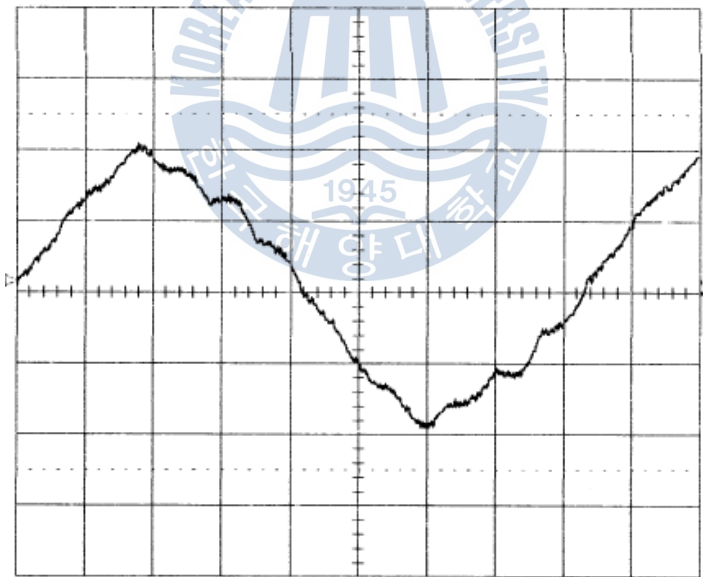
3) Fig.6-10는 500[W] 부하가 인가된 상태 하에서 개선된 보조전원장치를 사용한 경우의 각 정류기 입력전류 및 전원 상전류파형을 보여주고 있으며 고조파 왜형율은 8.5[%]로 측정되었다.



(a) input current to rectifier1



(b) input current to rectifier2



(c) input phase current

Fig.6-10 Simulation voltage and current waveforms with the Advanced AVS (Load 500[W])

제 7 장 결 론

본 논문에서는 최근 산업현장에 폭넓게 사용되고 있는 12-펄스 다이오드 정류기의 고조파 저감대책으로, 기존 발표된 구형과 보조전원장치의 단점을 보완하기 위해 DC 버스 중앙에 개선된 보조전원장치를 삽입하는 것을 제안하였다. 이 장치의 유효성에 대한 이론적인 배경과 제어알고리즘을 유도하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- 1) 부하 100[%] 상태에서 보조전원장치를 사용하지 않은 경우, 기존 구형과 보조전원장치 및 개선된 보조전원장치를 적용한 경우, 입력 상전류 총 고조파 왜형률은 각각 9.1[%], 3.6[%] 및 2.7[%]로, 각각 고조파의 60[%]와 70[%]를 감소시켜 두 장치 모두 양호한 고조파 저감효과를 보였다.
- 2) 50[%] 부하상태에서는 각각 11.6[%], 5.9[%] 및 4.5[%]의 THD를 보였다. 즉, 기존 구형과 전압은 49[%]를, 본 논문에서 제안한 방식은 61[%]의 고조파 저감성능을 나타내었다.
- 3) 30[%] 부하에서는 총 고조파 왜형률이 14.7[%], 10.1[%] 및 6.4[%]이었다. 기존 구형과 보조전원장치의 고조파 저감효과가 31[%]로 현저히 떨어진 반면 본 논문에서 제안된 방식은 57[%]의 고조파를 감소시켰다.
- 4) 부하율 20[%]시 THD는 19.7[%], 16.3[%] 및 7.7[%]이었고, 고조파 저감률은 각각 17[%] 및 61[%]이었다. 기존 구형과 제어방식에 비해 본 논문에서 제안된 방식이 탁월한 고조파 저감효과를 보였다.

- 5) 10[%] 부하상태에서는 총 고조파 왜형률이 각각 34.6[%], 32.4[%] 및 10.2 [%]이었다. 즉, 기존방식은 THD의 6[%]정도만 감소시켜 저감효과가 거의 없지만 제안된 방식은 71[%]라는 놀라운 저감성능을 보여주고 있다.
- 6) 기존의 구형파 제어방식은 부하에 따라 6~60[%]의 엄청난 편차를 갖는 고조파 저감률을 보이지만 본 논문에서 제안한 방식은 전 부하범위에 걸쳐 57~71[%]라는 안정되고 뛰어난 고조파 저감률을 나타내었다.
- 7) 전 부하(부하율 100[%]) 부근에서 운전되는 장치의 경우 전술한 두 장치 중 어느 것이나 보조전원장치로 적용하여도 무방하지만 저 부하에서 고 부하에 이르기까지 폭넓은 범위의 운전이 필수적인 응용부문에서는 본 논문에서 제안한 방식이 훨씬 뛰어난 고조파 저감대책이 될 것이라고 사료된다.

실험장치의 대칭성 부족으로 고조파 감소율이 다소 부정확하지만, 본 논문에서 제안된 방식의 유효성은 확인할 수 있었다.

특히 최근 많이 채용되고 있는 전기추진선박의 추진 장치는 급격한 부하변동이 동반될 수 있고 추진 전동기에 비해 발전기의 용량이 작으므로, 선내 전력의 품질을 일정이상으로 유지하기 위해서는 고조파 저감대책이 필수적이다.

일반적으로 부하장치의 출력에 비해 변압기의 용량은 훨씬 크게 설계된다. 따라서 변압기 용량에 대한 실제 부하율은 60[%]이하로 운전되는 것이 일반적이므로 본 논문에서 제안한 방식이 보다 유용한 대책이 될 것이라고 생각한다.

이 방식을 더욱 더 보완하여 대용량 출력장치에 실제 적용시키는 것을 향후 과제로 남겨둔다.

참고문헌

- [1] Shoji Fukuda, Masaaki Ohta, and Yoshitaka Iwaji, "An Auxiliary-Supply-Assisted Harmonic Reduction Scheme for 12-Pulse Diode Rectifiers" IEEE Trans. on power electronics, vol. 23, no. 3, pp.1270-1277, May. 2008.
- [2] A.Siebert, A. Troedson, and S. Ebner, "AC to dc power conversion now and in the future," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-38, no. 4, pp.934-940, Jul./Aug. 2002.
- [3] D. E. Rice, "A detailed analysis of six-pulse converter harmonic currents,"IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 2, pp. 294-304, Mar./Apr.1994.
- [4] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std. 519-1992, 1992.
- [5] D. A. Paice, Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power. New York: IEEE Press, 1996.
- [6] J. R. Rodriguez et al., "Large current rectifiers: state of the art and future trends," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 3, pp. 738-746, Jun. 2005.
- [7] C. Rech and J. R. Pinheiro, "Line current harmonics reduction in multipulse connection of asymmetrically loaded rectifiers," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 3, pp. 640-652, Jun. 2005.
- [8] H. Akagi, "Active harmonic filters," Proceedings of the IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [9] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, "Optimization of a novel dc link current modulated interface with 3-phase utility systems to minimize line current harmonics," in Proc. IEEE PELS PESC, 1992, pp. 162-167.
- [10] S. Kim, P. N. Enjeti, and P. Packebush, "A new approach to improve power factor and harmonics in a three-phase diode rectifier type utility interface," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 157-1564, Sep./Oct. 1994.

- [11] L. Freitas, M. Simoes, C. Canesin, and L. Freitas, "Programable PFC based hybrid multipulse power rectifier for ultra clean power application," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 4, pp. 959-966, Jul.2006.
- [12] F. Al Haddad and R. Parimelalagan, "A New modulation technique for reducing the input current harmonics of a three-phase diode rectifier with capacitive load," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 5, pp.1185-1193, Sep./Oct. 1997.
- [13] S. Choi, C.Won, and G. Kim, "A new three-phase harmonic-free rectification scheme based on zero-sequence current injection," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 2, pp. 627-633, Mar./Apr. 2005.
- [14] M. Rashid, Power Electronics Handbook. New York: Academic, 2001.
- [15] B. K. Bose, Power Electronics and ac Drives. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [16] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics. Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [17] S. Miyairi, S. Iida, and K. Nakata, "New method for reducing harmonics improved in input and output of rectifier with interphase transformer," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 5, pp. 790-797, Sep./Oct. 1986.
- [18] S. Choi, P. Enjeti, H. Lee, and I. Pitel, "A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 6, pp. 1304-1311, Nov./Dec. 1996.
- [19] S. Masukawa and S. Iida, "A method for reducing harmonics in output voltages of a double-connected inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no. 5, pp. 543-550, Sep. 1994.

- [20] Y. Nishida and M. Nakaoka, "A new harmonic reducing diode rectifier of capacitor input Type for industrial high-voltage and high-power applications," in Proc. 33rd IEEE IAS Annu. Meeting, 1998, pp. 1286-1293.
- [21] M. Villablanca, J. Nadal, and M. Bravo, "A 12-pulse ac-dc rectifier with high-quality input/output waveforms," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1875-1881, Sep. 2007.
- [22] H. Fujita and H. Akagi, "An approach to harmonic-free AC/DC power conversion for large industrial loads: The integration of a series active filter with a double-series diode rectifier," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 1996, pp. 1040-1047.
- [23] W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, and H. Akagi, "Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1882-1889, Sep. 2007.
- [24] P. Cheng, S. Bhattacharya, and D. Divan, "Line harmonics reduction in high-power systems using square-wave inverters-based dominant harmonic active filter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 2, pp. 265-272, Mar. 1999.
- [25] T. Okuyama, "Diode rectifier circuit," Japan Patent 10-80143, A, 1998.
- [26] Y. Iwaji and T. Okuyama, "Power conversion system," Japan Patent 10-295080, A, 1998.
- [27] S. Fukuda and M. Ohta, "An auxiliary-supply-assisted twelve-pulse diode rectifier with reduced input current harmonics," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 2004, vol. 1, pp. 445-452.
- [28] S. Fukuda and I. Hiei, "Twelve-pulse thyristor rectifiers with reduced input current harmonics," in Proc. IEEJ IPEC, Niigata, Japan, 2005, pp. 990-994.
- [29] Data sheets of ABB HiPak IGBT Module 5SND 0800M170100.

- [30] Y. H. Liu, N. R. Watson, and J. Arrillaga, "A new concept for the control of the harmonic content of voltage source converters," in Proc. IEEE PEDS'03, 2003, pp. 793-798.
- [31] 윤경국, 2010. 전류오차보상 및 직접토크제어를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구. 박사학위논문. 부산 : 한국해양대학교
- [32] 이희복, 2013. 보조전원장치에 의한 12-펄스정류기의 고조파저감에 관한 연구. 석사학위논문. 부산 : 한국해양대학교



감사의 글

박사 학위 과정이 마무리가 되는 시점에 지난 시간들을 돌아보니, 자신에게는 아쉬움만, 그리고 도와주신 분들에게는 감사함만이 남는 것 같습니다.

바쁜 직장을 핑계로, 조금 더 스스로하고, 잘 할 수 있는 것들을 게을리 한 아쉬움이 제일 큼니다. 누군가 박사과정을 마치고 나면, 지식으로 가득 차는 것이 아니라, 내가 얼마큼 모르지를 알게 되는 게 결론이라고 조언해 준 것이 무슨 말인지 알 것 같습니다. 그래서, 더욱 더 겸손함을 위해 스스로를 채찍질할 것을 결심하게 됩니다.

먼저, 김성환 교수님, 감사합니다. 교수님께서는 지식도 배웠지만, 교육자의 참모습을 보고 그 인격에 많은 감동을 받았습니다. 학생들을 일일이 다 챙기시면서 그들의 미래까지도 진심으로 걱정하시는 모습, 언젠가 제가 드린 ‘학생들 가르치는 일이 재밌으시냐’는 질문에 ‘정말 재미 있다’라고 대답하신 것, 정말 큰 감동을 받았습니다. 교과 과정과 논문 과정을 통틀어 열정적으로 지도해 주시는 모습을 보고, 따라가지 못할 때마다 늘 부끄럽고 죄송했습니다.

윤경국 박사님, 감사합니다. 밤을 새워 자신의 논문처럼 도와주신 것 정말 감사 드립니다. 박사과정을 통해 얻은 것이 있다면 학위보다 박사님과 같은 존경할 만한 사람들이 아닌가 하는 생각이 듭니다.

이성근 교수님, 김종수 교수님, 오세진 교수님, 머리 숙여 감사를 드립니다.

가족들에게는 사랑한다고 이야기하고자 합니다. 아내 신원영, 천국에 있는 첫째 아들 윤정훈, 둘째 아들 윤정인, 아빠가 사랑한다. 아버지, 어머니, 장인, 장모님 사랑합니다. 지금을 출발점 삼아, 더욱 사랑하며 책임지는 가장이 되겠습니다.

깊을 길 없는 은혜 주신 하나님께 모든 영광 올려 드립니다.