



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](#)

工學碩士 學位論文

효율개선을 위한 새로운
AC/DC 컨버터에 관한 연구

A Study on the New AC/DC Converter for
The Efficiency Improvement

指導教授 金成煥



2017년 2월

韓國海洋大學校 産業大學院

機關시스템工學科

尹明恩

本 論文을 尹明恩의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長 工學博士 金宗洙



委員 工學博士 吳世眞



委員 工學博士 金成煥



2016年 12月 26日

韓國海洋大學校 産業大學院

機關시스템工學科

尹 明 恩

목차

목 차	i
그림 목차	iii
Abstract	iv
1. 서론	1
1.1 연구배경 및 동향	1
1.2 연구 목적과 구성	2
2. 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 (uninterruptible power supplies)	17
2.2.7 전선 (電線; cables)	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
3. AC/DC 부스트 컨버터	21
3.1 기존의 브리지 부스트 컨버터	21
3.2 본 논문에서 제안하는 브리지리스 부스트 컨버터	23
3.2.1 작동원리	24
4. 시뮬레이션	28
5. 결론	34
참고 문헌	35
감사의 글	36



그림 목차

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 harmonics 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	Conventional boost converter	22
Fig. 3.2	Proposed bridgeless boost converter	23
Fig. 3.3	Mode I operation	24
Fig. 3.4	Mode II operation	25
Fig. 3.5	Mode III operation	26
Fig. 3.6	Mode IV operation	27
Fig. 4.1	PSIM diagram for single phase bridge rectifier	28
Fig. 4.2	Voltage & currents of single phase bridge rectifier	29
Fig. 4.3	PSIM diagram for conventional boost converter	30
Fig. 4.4	Voltage & currents of conventional boost converter	31
Fig. 4.5	PSIM diagram for proposed bridgeless boost converter	32
Fig. 4.6	Voltage & currents of proposed bridgeless boost converter	33

A Study on the New AC/DC Converter for The Efficiency Improvement

Myung-Eun Yun

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

Abstract

DC power supplies are extensively used for most of electrical and electronic appliances such as in computers, television, audio sets and others. Power supplies make the load compatible with its power source. The presence of non linear loads results into low power factor and high harmonics operation of the power system. Several techniques for power factor correction and harmonic reduction have been reported.

In this paper a bridgeless boost converter is proposed which results in improved power factor and reduced harmonics content in input line currents as compared to full bridge rectifiers.

This bridgeless boost converter eliminates the line-voltage bridge rectifier in conventional boost converter, so that the conduction loss is reduced.

The effectiveness of the proposed scheme is verified by the computer simulation using software PSIM.

1. 서론

1.1 연구배경 및 동향

최근 직류전원(DC power supplies)이 전기 및 전자장비에 폭넓게 응용됨에 따라 입력전류의 고조파를 감소시키고 역률을 개선시키는 방안에 대한 연구가 꾸준히 진행되고 있다. 전력의 품질을 평가하는 데 있어서 가장 중요한 점은 공급 전압파형의 왜곡현상이다. 이는 주로 정현파가 아닌 비선형전류를 유발하는 전자장비의 사용에 기인한다. 비선형전류의 원인이 되는 비선형장치들도 고조파전류 및 이로 인해 발생하는 왜곡된 전압의 영향을 받는다.

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.

직류전원은 컴퓨터, 음향기기, 텔레비전 등 다양한 전기전자장치 내부에 사용되고 있다. 비선형부하가 존재하면 전원시스템의 역률이 감소하고 입력전류의 고조파 함유량이 증가한다. 이는 전원전압의 왜곡을 초래하여 전력품질을 저하시킨다. 대부분의 전력변환장치에 사용되는 AC/DC 변환기는 출력전압의 크기가 임의로 제어되지 않는 다이오드 브리지 정류기이다. 브리지 정류기는 근본적으로 비선형특성을 가지므로 비 정현파 전류가 유입되어 결과적으로 고조파 발생의 원인이 된다. 즉, 브리지 정류기는 전력시스템의 총 고조파 왜형률 (THD ; Total Harmonics Distortion)을 증가시키고 역률을 감소시킬 뿐 아니라 효율도 저하시킨다. 고조파 전류는 전력계통의 전압 왜곡, 가열 및 소음 등을 유발하여 효율을 떨어뜨린다. 이러한 사실로 말미암아 입력전류에 포함된 고조파를 감소시키고 역률을 향상시킬 필요성이 대두되고 있다.

이상적인 입력 교류전원은 돌발전압과 고조파 전류가 전혀 없다. 정류과정의 비선형성으로 인해 교류 전원 측에 나타나는 불연속적인 입력전류는 입력전압과 같은 형상으로 정형되어야한다. 역률개선 및 고조파 저감 방식은 크게 두 가지- 수동과 능동- 로 대별된다. 수동적인 방식은 저출력 및 저비용의 응용부분에 사용되고 능동적인 방식은 뛰어난 성능으로 인해 폭넓게 적용되고 있다.

고조파를 감소시키고 역률을 상승시키기 위하여, 입력전류를 연속모드(CCM ; Continuous-conduction Mode)화 시키는 부스트 컨버터가 등장하였다.

최근에는 스위칭 손실과 컨덕션 손실을 감소시켜 전체 정류기의 효율을 개선시키기 위한 방식들이 연구되고 있다.

1.2 연구 목적과 구성

위에서 기술한 문제점들에 대한 해결책의 일환으로, 즉 입력전류에 포함된 고조파 전류를 감소시키고, 역률을 증가시킬 수 있을 뿐 아니라 전체 정류기 효율을 상승시키는 부스트 컨버터를 제안하였다. 이는 기존의 부스트 컨버터에 비해 전류가 통과하는 반도체의 개수가 감소하여 효율의 상승을 기대할 수 있다. 또한, 소프트웨어 PSIM을 활용하여 제안된 변환기의 우수성을 입증하였다.

1장에서는 연구배경, 동향, 연구목적 및 논문 구성에 대해 언급하고

2장에서는 고조파전류 및 전압왜곡이 발생하는 원인과 영향에 대하여 기술하였다.

3장에서는 본 논문에서 제안하는 새로운 브리지리스 부스트 컨버터의 계통도, 원리, 제어방식 및 장·단점을 상세히 기술하였다.

4장에서는 본 논문에서 제안한 컨버터의 성능을 평가하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였고,

5장에서는 이 논문의 결론을 맺는다.



2. 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.

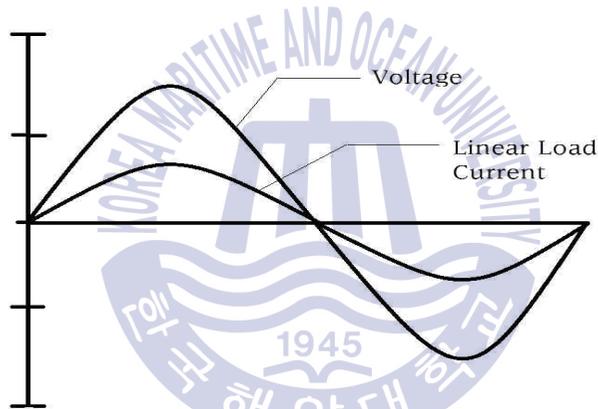


Fig.2.1 voltage and current waveforms for linear load

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 노이즈(Noise)로 구분한다. 전력계통에서 논의되는 고조파의 범위는 제 5고조파에서 제 37차 고조파 까지를 의미하며 고조파의 대상이 되는 주파수 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 전압파형이 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.

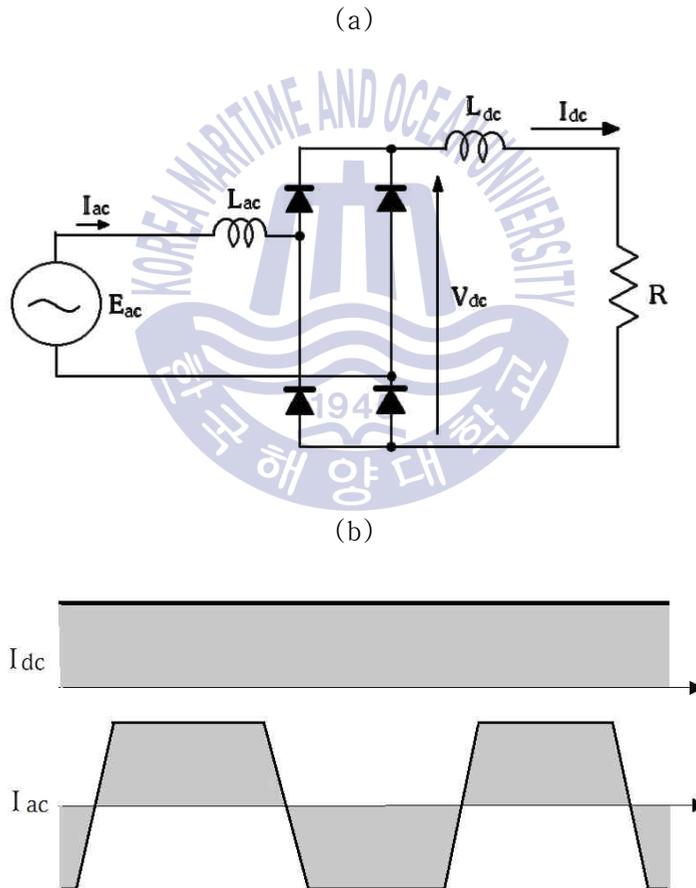


Fig.2.2 single phase full wave rectifier
 (a) diagram (b) load and supply current

Fig.2.3은 전원 측 전압과 임피던스를 간략하게 나타내는 회로도이다. 고조파 전류가 전원 측 임피던스를 통과함으로 말미암아 유발되는 전압강하는 식(2-1)이 된다.

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

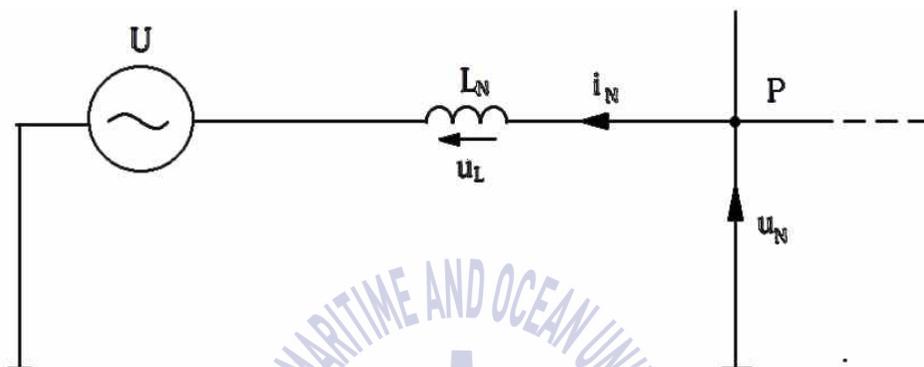


Fig.2.3 simple single line diagram

Fig.2.4는 비선형전류와 이로 인한 전압강하과형을 도시하고 있다.

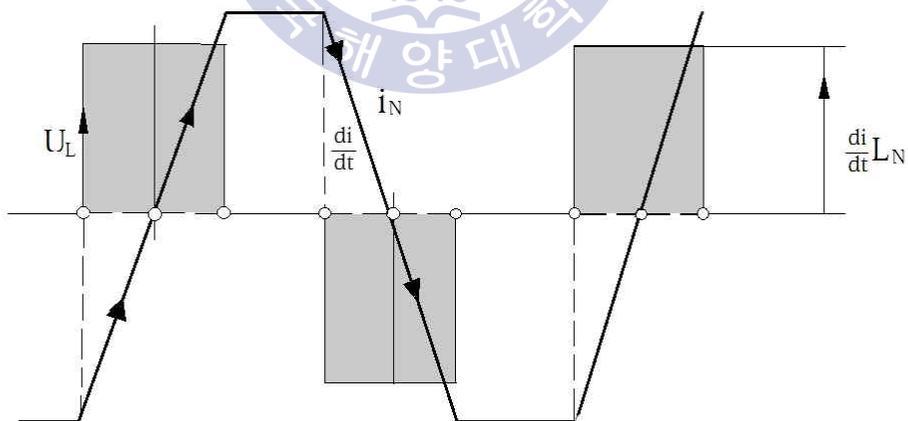


Fig.2.4 load current and voltage drop waveforms

고조파를 포함한 전류가 전원 측 임피던스를 통과함으로 말미암아, 각종 부하

에 인가되는 단자전압은 발전기 유기전압으로부터 임피던스 전압강하를 뺀 값이 되므로 Fig.2.5와 같이 왜곡된 파형이 된다.

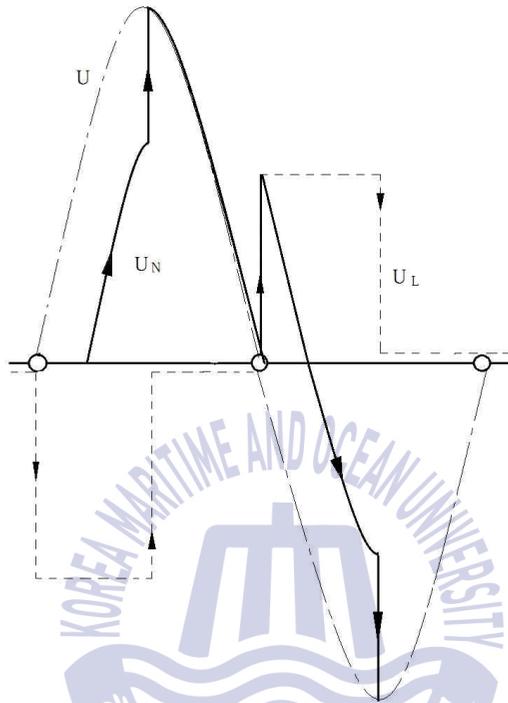


Fig.2.5 voltage distortion produced by harmonic currents

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.

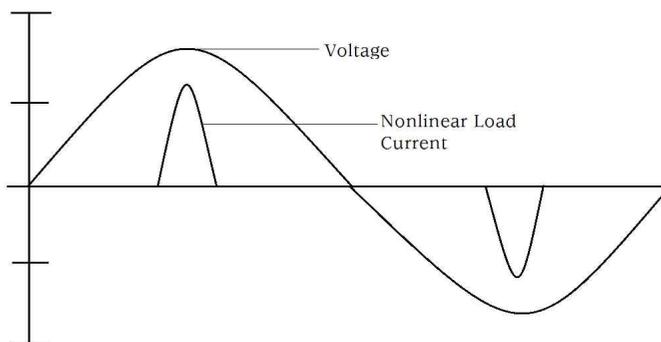


Fig.2.6 typical waveforms produced by computer-controlled unit

Fig.2.6에서 왜 전류파형이 펄스와 비슷한 형상을 보이는 지를 알아보기 위해 Fig.2.7과 같은 단상 브리지 전원공급 장치를 고려해 보자.

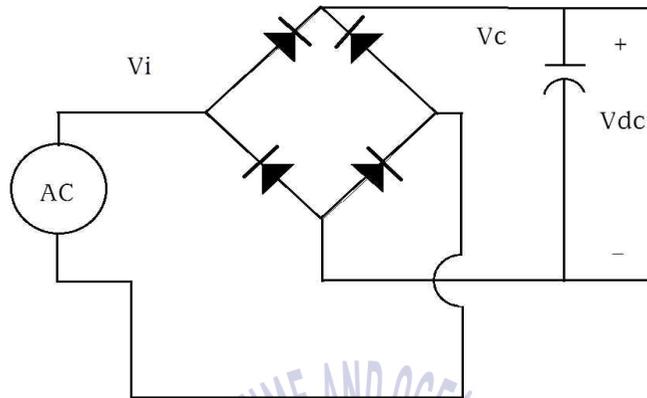


Fig.2.7 single-phase switched mode power supply

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 포함 된다.

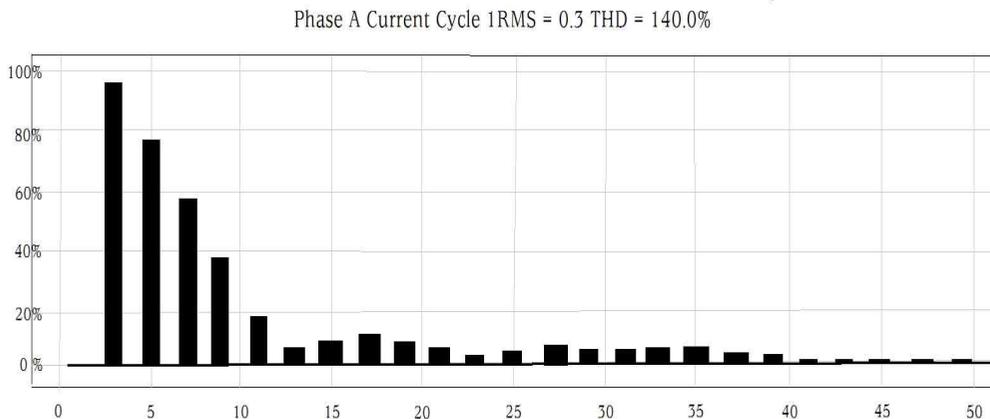


Fig.2.8 harmonic spectrum of currents drawn by computer switched mode power supply

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.

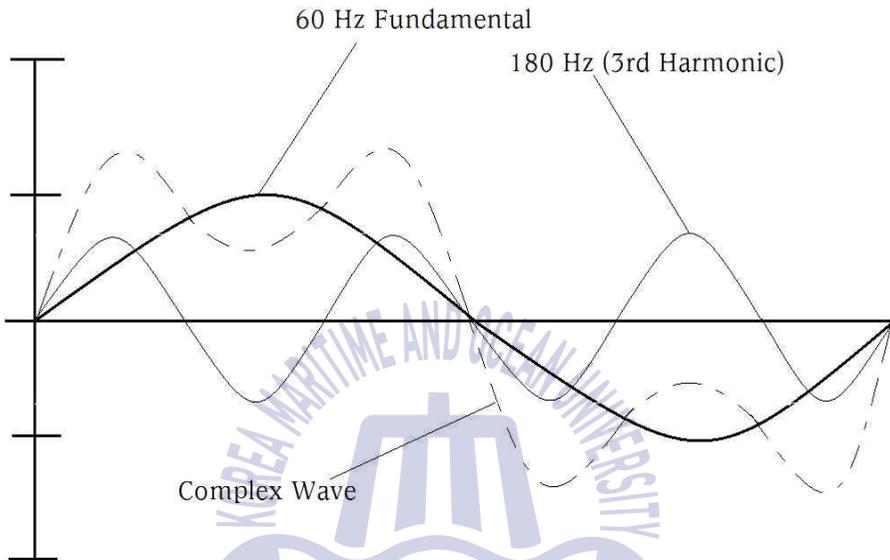


Fig.2.9 construction of complex wave

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 옴(Ohm)의 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.

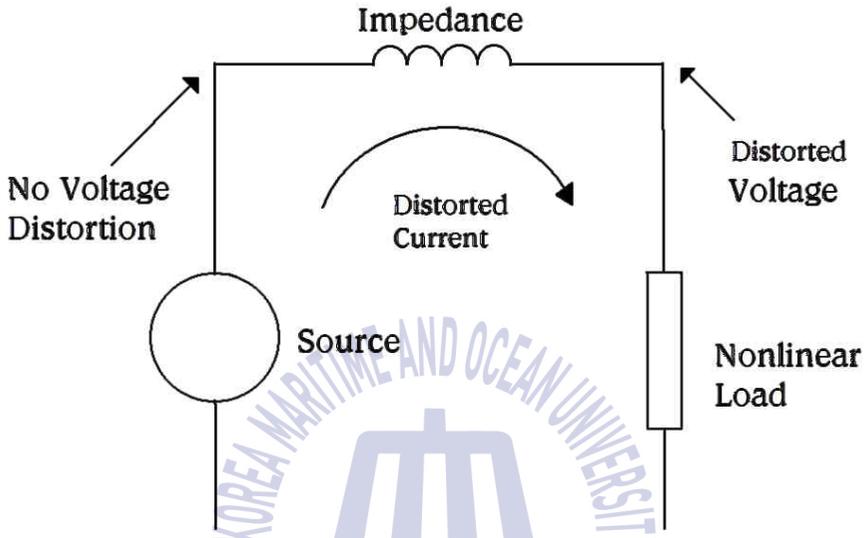


Fig.2.10 voltage distortion induced by distorted current

푸리에(Fourier)급수에 따르면, 모든 주기함수는 기본파와 기본파의 정수배인 고조파의 정현(sine)함으로 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.

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

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

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 이 크게 상승하게 된다. 비선형부하가 인가되면 발전기의 출력을 감소시키는 것이 바람직하다. 고조파 전류는 항상 정 방향 및 역 방향

의 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 헌팅을 동반할 수 있다. Fig.2.11은 line notching의 일례를 보여주고 있다.

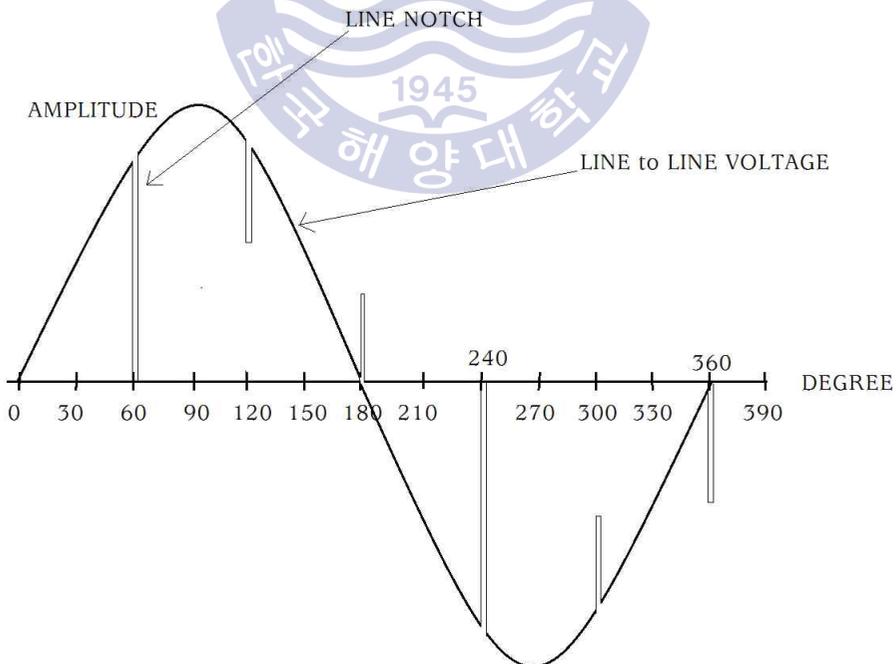


Fig.2.11 example of "line notching "

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 비선형부하가 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 못하게 된다. 방폭 전동기의 경우, 정현파 전압이 인가되면 내부에서 화염이 발생하더라도 외부로 전달이 되지 않지만 고조파 전압이 가해지면 회전자가 가열되어 화염붕쇄 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 transformer)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 변압기를 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 깜빡거림(flicker) 현상을 불러올 수 있다. 백열등은 고전압용이 저전압용보다 필라멘트가 작고 시정수가 짧아 전압변동에 더 민감하다. 형광등의 경우 사용되는 안정기에 따라 깜빡거림(flicker)의 정도가 다른데 구형인 자기식 안정기가 신형인 고주파식보다 깜빡거림(flicker)의 정도가 심하다. 전압변동은 조명등의 수명에도 영향을 미친다. 각 형광등내부에 설치된 역률개선용 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 있으며 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 고려되어야 하고 3의 배수 고조파를 완화시킬

수 있는 적절한 대책이 마련되어야 한다.

2.2.8 계측장치

기존의 측정 장치들은 기본적으로 정현파 파형의 값들을 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 단상 부하를 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 입력전류의 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.



3. AC/DC 부스트 컨버터

3.1 기존의 브리지 부스트 컨버터

Fig.2.6~Fig.2.8에서 도시한 기존의 브리지 정류기를 AC/DC 컨버터로 활용할 경우, 평활한 전압을 얻기 위해 불가피하게 용량이 큰 커패시터를 사용하므로 결과적으로 입력전류는 펄스형의 고조파가 많이 포함된 왜곡된 전류가 되고 역률은 0.4정도까지 나빠지게 된다. 따라서 입력전류의 고조파 함유량을 감소시키고 역률을 개선시키는 것이 양질의 전력공급을 위해 중요한 항목이 되었다.

이러한 문제에 대한 대책의 일환으로 부스트 컨버터가 등장하였다. 이것은 전단에는 전파 브리지 정류기가 배치되고 후단에는 부스트 컨버터가 위치하고 있다. 브리지 정류기는 전단에서 교류전압을 직류로 변환하는 역할을 하고, 후단은 전압을 상승시키는 부스트 영역이다. 부스트 컨버터의 채용으로 입력전류의 불연속 구간이 거의 사라지므로, 고조파 함유량의 감소와 역률의 상승이 실현되었다. Fig.3.1은 고조파 감소와 역률개선을 위한 기존의 부스트 컨버터를 나타내고 있다.

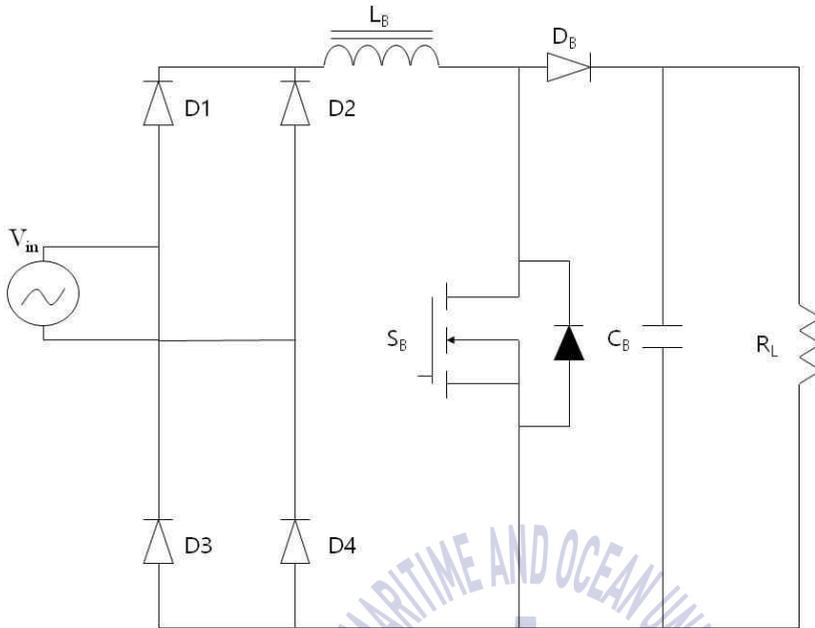


Fig.3.1 Conventional Boost Converter

전원전압이 양인 경우, MOSFET S_B 가 턴 온되면 $D_1 - L_B - S_B - D_4$ 를 통해 인덕터 L_B 에 전기에너지가 자계에너지 형태로 저장되고, MOSFET S_B 가 턴 오프되면 $D_1 - L_B - D_B - C_B - D_4$ 의 경로로 전원전압과 인덕터 전압의 합성전압이 커패시터에 인가되어 정전에너지 형태로 커패시터를 충전한다.

반면에, 전원전압이 음인 경우, MOSFET S_B 가 턴 온 되면

$D_2 - L_B - S_B - D_3$ 를 통해 인덕터 L_B 에 자계에너지 형태로 저장되고, MOSFET S_B 가 턴 오프되면 $D_2 - L_B - D_B - C_B - D_3$ 의 경로로 전원전압과 인덕터 전압의 합성전압이 커패시터를 충전한다. 즉 입력전류는 연속모드(CCM ; Continuous-conduction Mode)화 되어 역률상승과 고조파 저감효과를 기대할 수 있게 되었다.

3.2 본 논문에서 제안하는 브리지리스 부스트 컨버터

Fig.3.2는 본 논문에서 제안하는 브리지리스 부스트 컨버터이다.

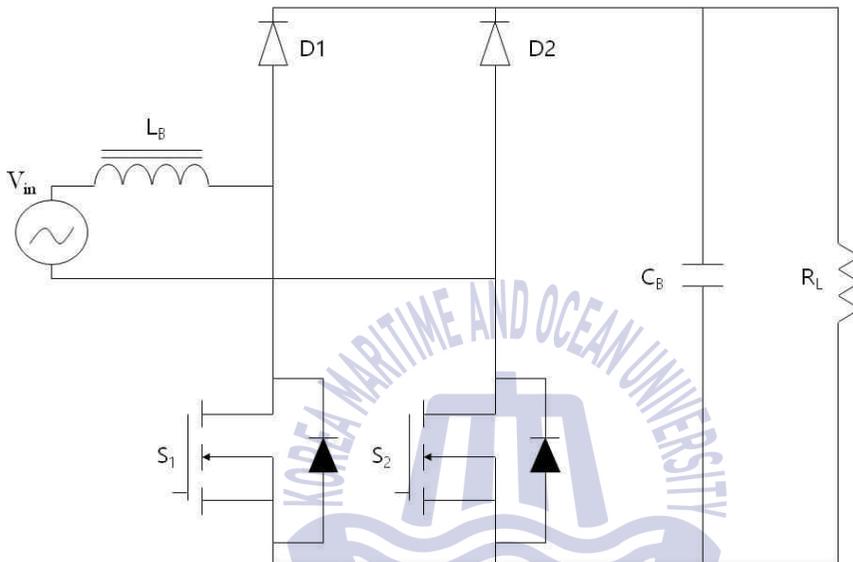


Fig.3.2 Proposed bridgeless boost converter

기존의 부스트 컨버터의 경우, 충전 시 인덕터 충전 전류가 두 개의 다이오드와 MOSFET 및 인덕터를 지나지만, 제안된 컨버터는 한 개의 다이오드와 MOSFET 및 인덕터를 통해 흐른다. 또한 방전 시 부하 및 커패시터에 흐르는 전류는 기존의 부스트 컨버터의 경우 세 개의 다이오드와 인덕터를 지나지만, 제안된 컨버터는 두 개의 다이오드와 인덕터를 통과한다. 즉 인덕터에 에너지를 충전할 때나 충전된 에너지를 방출할 때 모두 통과하는 다이오드의 개수가 한 개 줄어 스위칭 손실과 컨덕션 손실을 감소시킬 수 있으므로 컨버터 전체 효율이 상승하게 된다.

3.2.1 작동원리

제안된 부스트 컨버트의 작동은 네 개의 모드로 나눌 수 있다. 모드 I 과 II는 전원전압이 정의 반주기동안 작동되고 모드 III과 IV는 부의 반주기동안 작동된다.

1) 정의 반주기 (positive half cycle)

전원전압이 정인 반주기동안 L_B , D_1 , S_1 및 S_2 diode 가 구동된다. 정의 반주기동안은 아래 두 모드로 구성된다. 모드 I 동안은 S_1 이 턴 온 상태인 경우로 Fig.3.3과 같다.

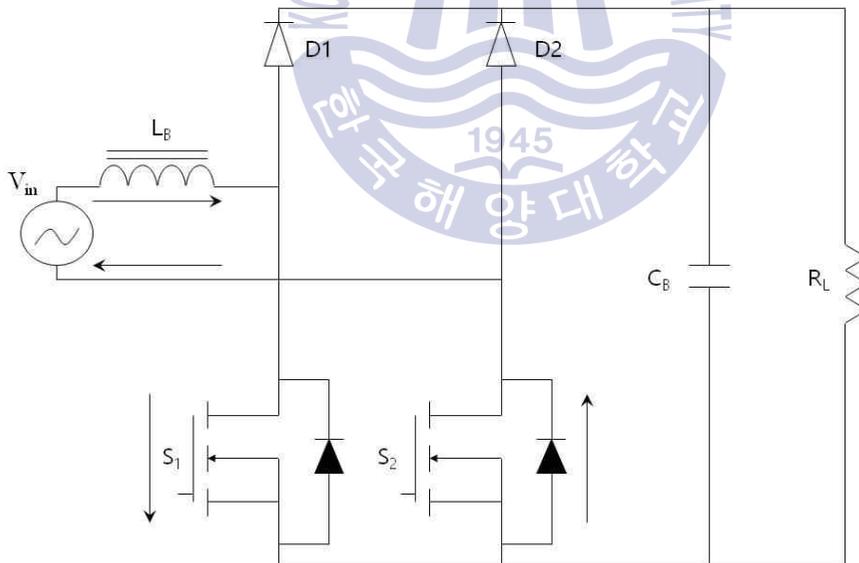


Fig.3.3 Mode I operation

S_1 이 턴 온 되면 $V_{in} - L_B - S_1 - S_2$ diode 경로를 통해 인덕터 L_B 에 에너지가 자계에너지 형태로 저장된다. 모드 II 동안은 S_1 이 오프 상태인 기간으로 Fig.3.4과 같다.

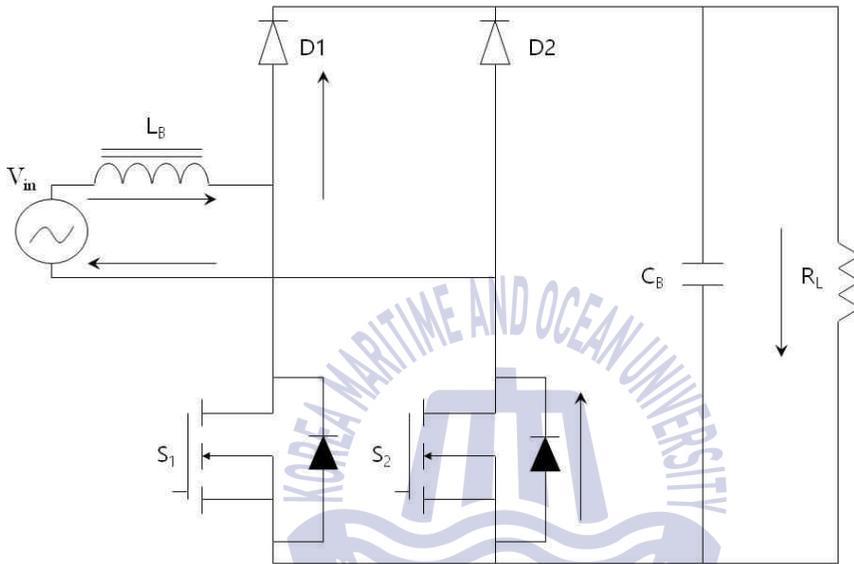


Fig.3.4 Mode II operation

S_1 이 오프 되면 인덕터 L_B 에 저장된 에너지가 방출되고 전류는 다이오드 D_1 과 커패시터 및 부하 R_L 을 통과하여 S_2 diode를 통해 전원으로 되돌아온다.

2) 부의 반주기 (negative half cycle)

전원전압이 부인 반주기동안 L_B , D_2 , S_2 및 S_1 diode가 구동된다. 부의 반주기 동안은 아래 두 모드로 구성된다. 모드 III 동안은 S_2 가 턴 온 상태인 경우로 Fig.3.5와 같다.

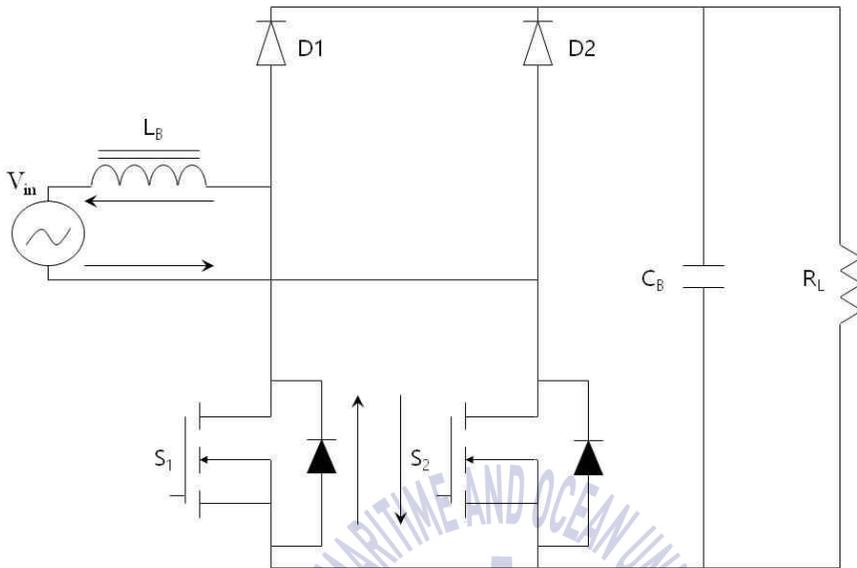


Fig.3.5 Mode III operation

S_2 가 턴 온 되어 $V_{in} - S_2 - S_1$ diode - L_B 경로를 통해 인덕터 L_B 에 에너지가 자계에너지 형태로 저장된다. 모드 IV 동안은 S_2 가 오프 상태인 기간으로 Fig.3.6과 같다.

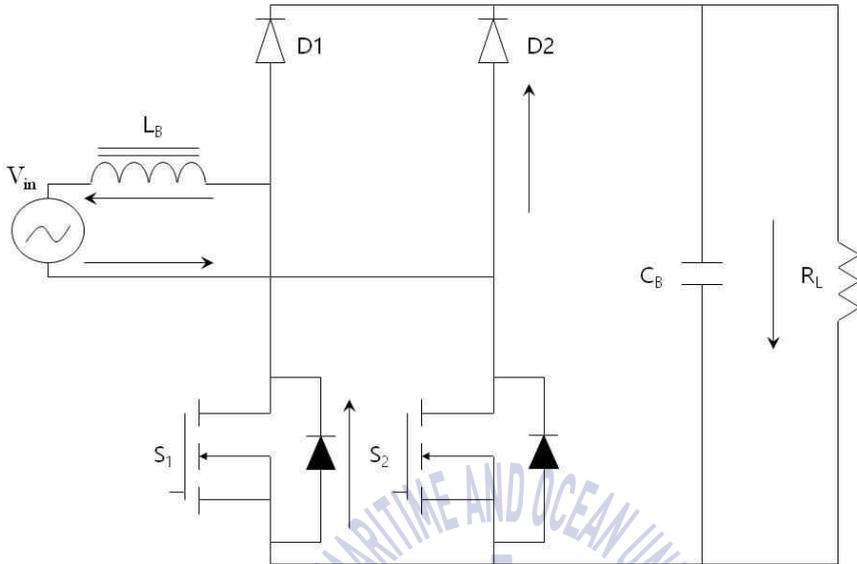


Fig.3.6 Mode IV operation

S_2 가 오프 되어 인덕터 L_B 에 저장된 에너지가 방출되는 과정으로서 전류는 $V_{in} - D_2 - C_B \& R_L - S_1$ diode - L_B 을 통해 귀환한다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 브리지리스 부스트 컨버터의 성능을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 소프트웨어는 최근 전기전자 부분에서 탁월한 기능을 나타내는 PSIM을 활용하였다.

Fig.4.1은 부스트 컨버터 토폴로지를 사용하지 않은 일반 전파 정류회로의 PSIM 다이어그램이고, Fig.4.2는 시뮬레이션 결과이다.

입력전류의 역률은 39[%]로 아주 낮았고, 총고조파 왜형률(THD)은 228[%]에 달했다. 이는 전원의 용량에 따라서 전력의 품질을 심히 저하시킬 수도 있다.

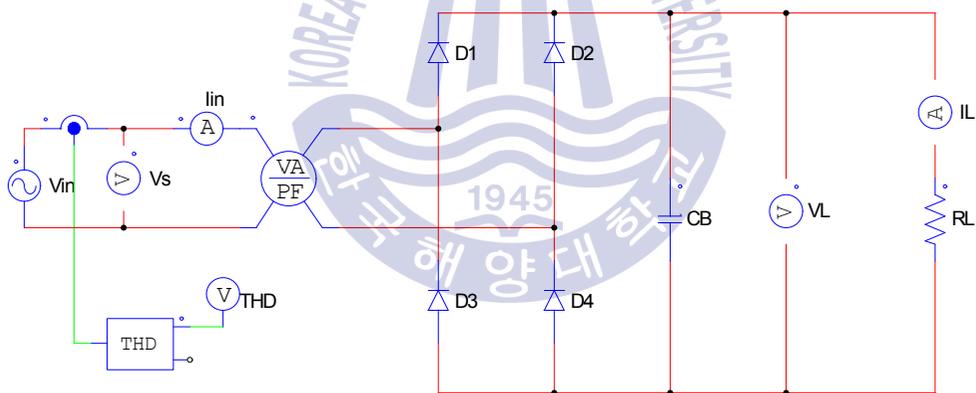
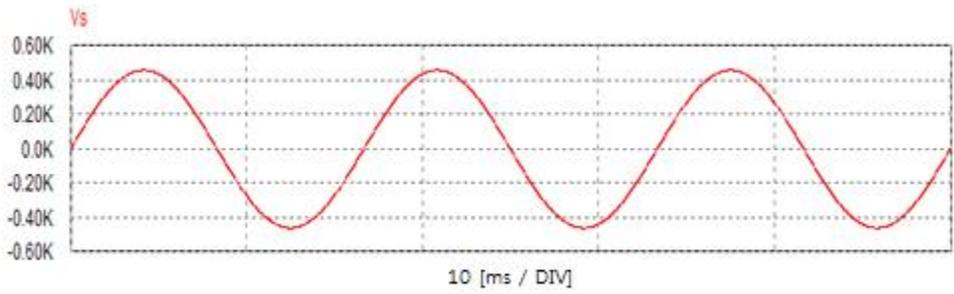
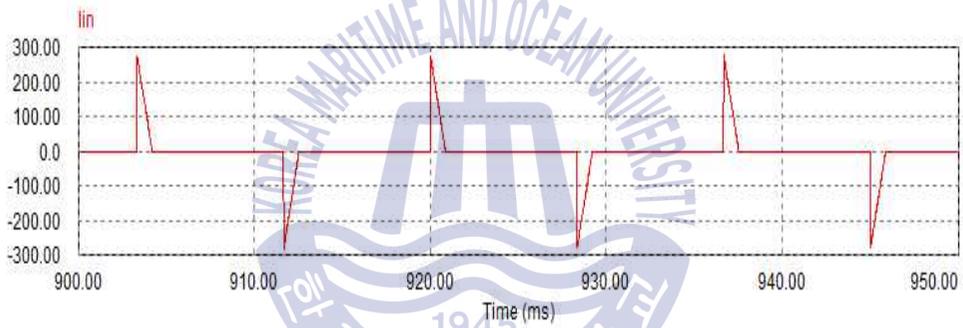


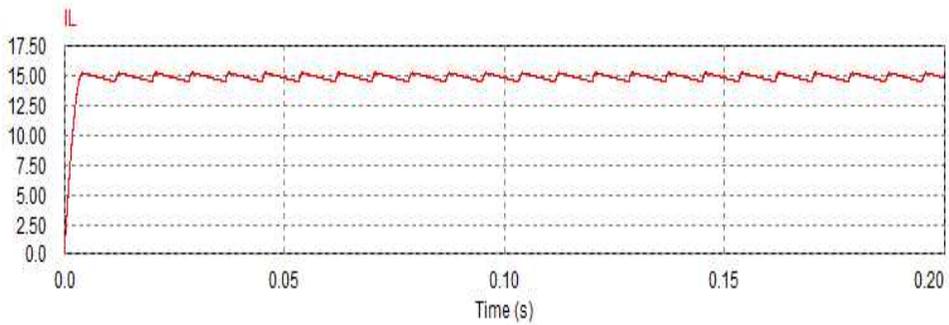
Fig.4.1 PSIM diagram for single phase bridge rectifier



(a) source voltage



(b) phase current



(c) load current

Fig.4.2 Voltage & currents of single phase bridge rectifier

Fig.4.3은 기존의 부스트 컨버터 토폴로지를 사용한 전파 정류회로의 PSIM 다이어그램이고, Fig.4.4는 시뮬레이션 결과이다.

입력전류의 역률은 80[%]로 향상되었고, 총고조파 왜형률(THD)은 38[%]까지 감소하여 부스트 컨버터의 효과를 실감할 수 있다.

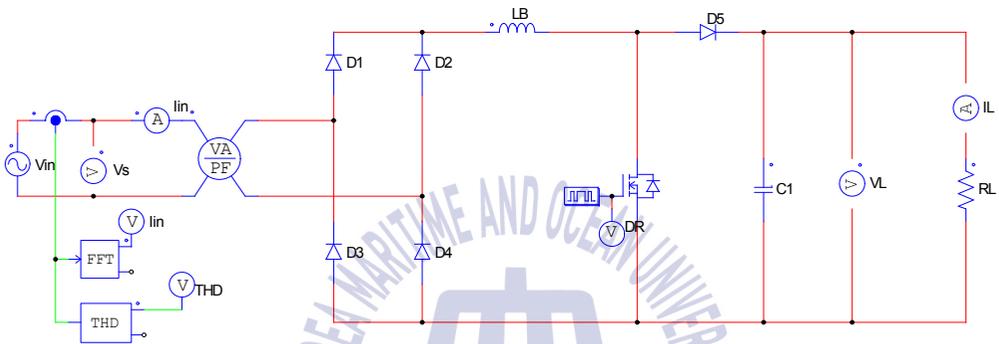
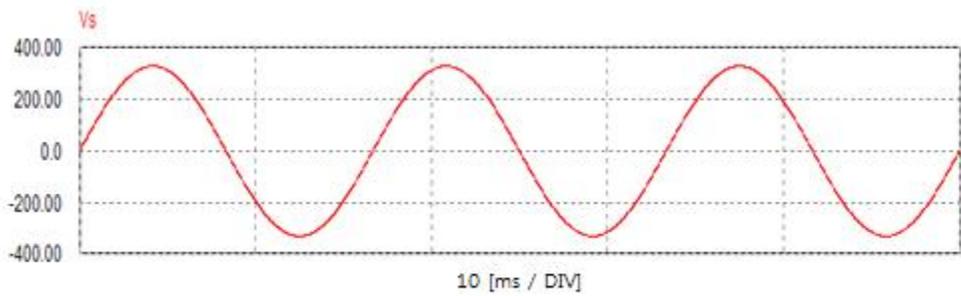
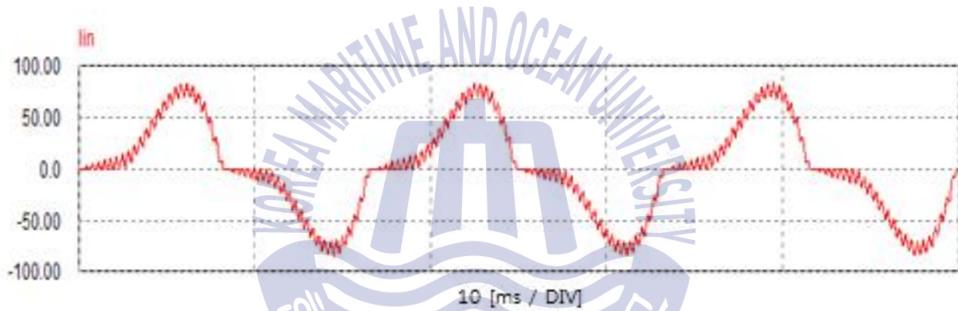


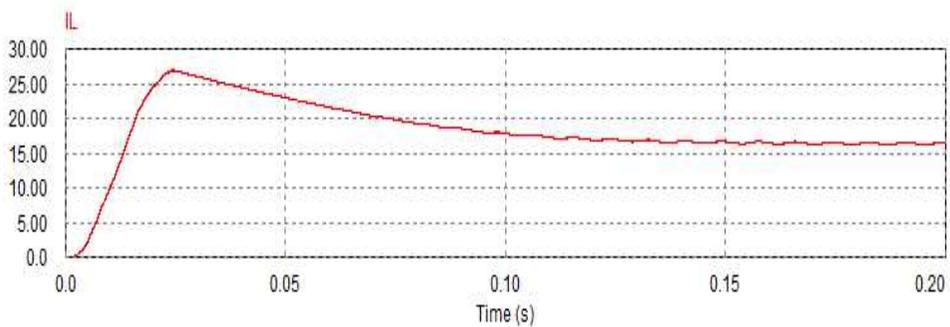
Fig.4.3 PSIM diagram for conventional boost converter



(a) source voltage



(b) phase current



(c) load current

Fig.4.4 Voltage & currents of conventional boost converter

Fig.4.5는 본 논문에서 제안한 브리지리스 부스트 컨버터 토폴로지를 사용한 정류회로의 PSIM 다이어그램이고, Fig.4.6은 시뮬레이션 결과이다.

입력전류의 역률은 80[%], 총고조파 왜형률(THD)은 38[%]로 기존의 부스트 컨버터와 동일한 효과를 나타내었다.

앞서 기술한 바와 같이, 기존의 부스트 컨버터에 비해 제안된 컨버터는 인덕터 통전 다이오드의 개수를 충전 시 2개에서 1개로, 방전 시 3개에서 2개로 줄임으로써 다이오드 스위칭 및 통전 손실을 40[%]정도까지 감소시킬 수 있다.

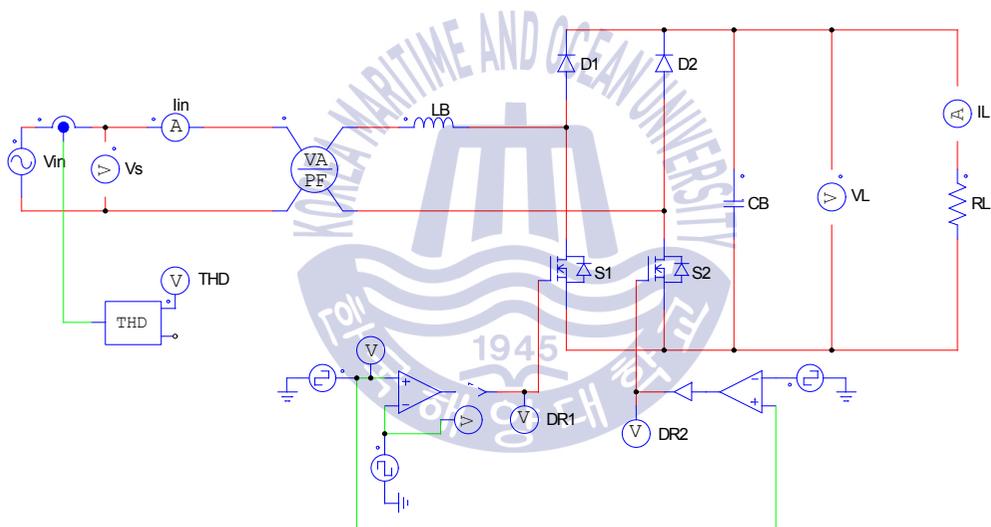
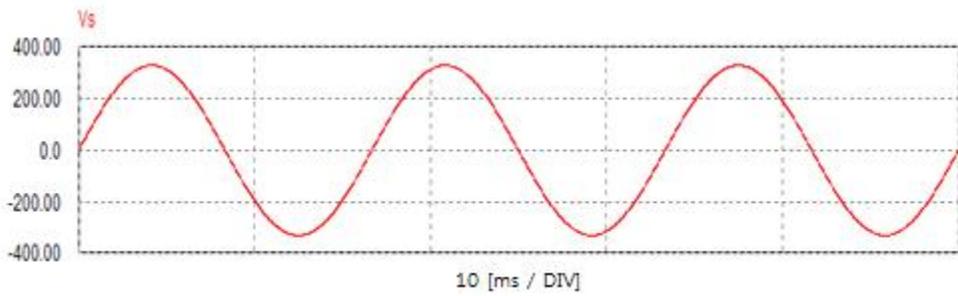
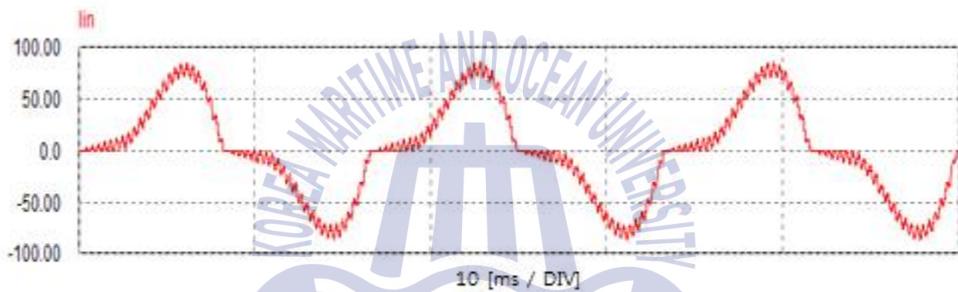


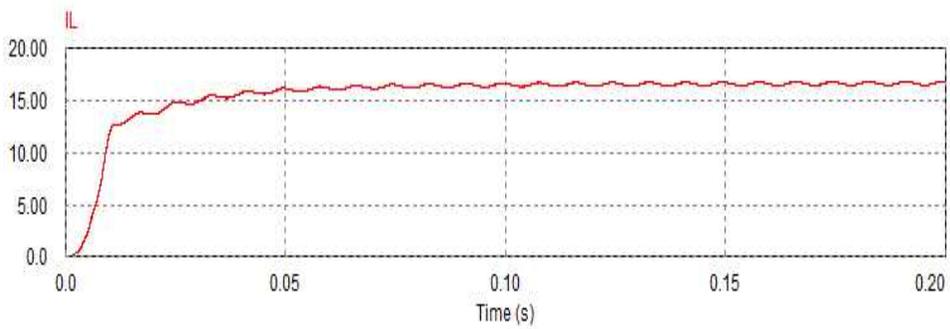
Fig.4.5 PSIM diagram for proposed bridgeless boost converter



(a) source voltage



(b) phase current



(c) load current

Fig.4.6 Voltage & currents of proposed bridgeless boost converter

5. 결 론

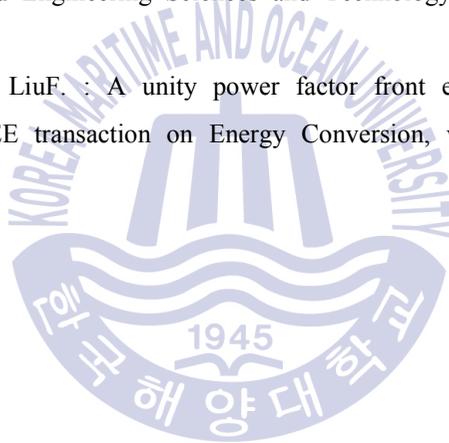
최근 직류전원이 전기 및 전자장비에 폭넓게 응용됨에 따라 입력전류의 고조파를 감소시키고 역률을 개선시키는 방안에 대한 연구가 꾸준히 진행되고 있다. 다이오드를 이용한 정류기는 산업현장에서 널리 응용되고 있으나 입력전류에 많은 고조파가 포함될 뿐 아니라 역률의 악화를 초래함으로써 공급전압을 왜곡시켜 전력의 품질을 저하시키므로 이를 완화시킬 수 있는 적절한 설비가 필요하다.

고조파를 감소시키고 역률을 상승시키기 위하여, 입력전류를 연속 모드화시키는 부스트 컨버터가 등장하였다. 하지만 이 방식은 높은 스위칭 주파수가 필수적이므로 전력변환소자의 스위칭 손실 및 통전 손실이 현실적인 문제점으로 대두되었다.

본 논문에서는 통전 다이오드의 개수를 한 개 감소시킨 브리지리스 부스트 컨버터를 제안하였다. 앞장의 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 확인된 바와 같이 제안된 방식은 입력전류의 역률과 총 고조파 왜형률의 측면에서 기존의 컨버터와 동일한 효과를 나타내었다. 그러나 다이오드의 스위칭 손실과 통전손실을 40[%]이상 감소시키는 결과를 기대할 수 있어 보다 효율적인 AC/DC 컨버터임을 확인하였다.

참고문헌

- [1] S T .Erno and M. Frisch, “Second generation of PFC solutions“ Power Electronics Europe, Issue, pp.33-35, 2004
- [2] Crbone, A. Scappatura: “A high efficiency power factor corrector for single phase bridge diode rectifier“. IEEE Conf. ESC 4 June 2004, Aachen, Germany
- [3] R. Martinez and P. N. Enjeti, “ A high performance single phase AC to DC rectifier with input power factor correction“ IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 2, pp.311-317, Mar. 1996.
- [4] M. Gopinnath, “Bridgeless PFC Converter for Power Factor Correction“, ,International Journal of Advanced Engineering Sciences and Technology Volume No.9, Issue No.1, 049-054, 2001
- [5] Maswood A. I and LiuF. : A unity power factor front end rectifier with hysteresis current control, IEEE transaction on Energy Conversion, vol. 21, no.1, pp. 153-160. 2011



감사의 글

본 논문이 이루어지기까지 부족한 저를 기꺼이 제자로 받아주시고, 넓고 깊은 학문의 길을 열어주신 김성환 교수님께 진심으로 감사의 말씀을 드립니다. 산업현장에서 실무 중심으로만 배워왔던 공학의 한계에서 벗어나 석사과정을 통해 이론적 지식과 학술적인 논리를 정립할 수 있었던 귀중한 시간이었습니다.

또한 바쁘신 가운데에도 저의 학위논문 심사위원장님과 심사위원님을 맡아 주신 김종수 교수님, 오세진 교수님께 감사드립니다. 2년 넘게 학업의 길을 걸어오며 옆에서 큰 힘이 되어 주신 한국해양수산연수원 허재정 교수님, MAN B&W 김성완 과장님 감사합니다.

배우고자 하는 의지를 예쁘게 봐주시고 업무상 많은 배려를 해 주시며 응원해주신 SPP조선 손선태 기술본부장님, 최영식 부장님, 이동규 차장님, 그리고 직장 선·후배님들에게도 감사의 말을 전합니다.

지금의 나를 있게 해주시고 항상 저의 선택을 믿고 존중해주신 부모님, 우리 큰 언니, 작은 언니, 큰 형부, 작은 형부, 감사하고 많이 사랑합니다. 힘들 때 많은 힘이 되어준 내 친구 G-silver 은이와 영희에게도 감사의 말을 전합니다.

아낌없는 용기와 격려, 사랑으로 후원해준 든든한 내 편이자 평생 단짝인 나의 남편 민수오빠와 함께 이 작은 기쁨을 함께 하고자 합니다. 많이 사랑합니다.

마지막으로 학문적 지도는 물론 논문의 주제 선정과 이론적 배경을 정립하여 주시고 엔지니어로서의 자부심을 심어주신 김성환 교수님께 다시 한번 머리 숙여 감사드립니다. 가르쳐 주신 내용을 바탕으로 사회에서 더욱 빛나는 사람이 되도록 열심히 살아가겠습니다.