



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

직류 이중 출력용 역률보상
컨버터에 관한 연구

A Study on The PFC Converter for DC Dual Output

지도교수 김 종 수

2019년 08월

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

김 영 재

본 논문을 김영재의 공학석사 학위논문으로 인준함

위원장 : 오 세 진 (인)

위 원 : 김 종 수 (인)

위 원 : 윤 경 국 (인)

2019년 6월 26일

한국해양대학교 대학원

목차

목 차	i
그림 목차	iii
표 목차	iv
Abstract	v
기호 및 약어	vii
1. 서론	1
1.1 연구배경 및 동향	1
1.2 연구 내용	2
1.3 논문의 구성	2
2. DC-DC 컨버터의 종류 및 기능	3
2.1 Buck 컨버터	3
2.2 Boost 컨버터	10
2.3 Buck - Boost 컨버터	15
3. 이중출력 AC-DC PFC 컨버터	20
3.1 토폴로지	20
3.2 작동원리	22
3.3 제어방식	26

4. 시뮬레이션	29
4.1 시뮬레이션 개요	29
4.2 시뮬레이션 결과	30
5. 결론	40
참고 문헌	41

그림 목차

Fig. 2.1 Equivalent circuit of buck converter	3
Fig. 2.2 Operating principle of buck converter	5
Fig. 2.3 Typical key Waveforms of buck converter	6
Fig. 2.4 Capacitor current of buck converter	9
Fig. 2.5 Equivalent circuit of boost converter	11
Fig. 2.6 Operating principle of boost converter	12
Fig. 2.7 Typical key Waveforms of boost converter	13
Fig. 2.8 Equivalent circuit of buck-boost converter	16
Fig. 2.9 Typical key Waveforms of buck-boost converter	18
Fig. 3.1 Function of the proposed dual output AC-DC converter	20
Fig. 3.2 Circuit schematic of dual output PFC rectifier	21
Fig. 3.3 Constituent converters of dual output PFC converter	22
Fig. 3.4 Switching cycle operating modes of the proposed converter	24
Fig. 3.5 Closed loop control scheme of dual output PFC converter	27
Fig. 4.1 The PSIM schematic diagram of the PFC converter	29
Fig. 4.2 Simulation results of the proposed dual output converter in step-up mode	33
Fig. 4.3 Simulation results of the proposed dual output converter for increasing of voltage command during operation	34
Fig. 4.4 Simulation results of the proposed dual output converter for decreasing of voltage command during operation	35
Fig. 4.5 Simulation results of the proposed dual output converter for increasing of load command during operation	36
Fig. 4.6 Simulation results of the proposed dual output converter for decreasing of load command during operation	37

표 목차

Table 1. Switching cycle intervals for different combination switch states	22
Table 2. Parameters of the PFC converter for Dual DC output	30

A Study on The PFC Converter for DC Dual Output

Young-Jae Kim

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

Abstract

The advantages of DC systems are being revisited in recent times. The new-age consumer equipments, for example, computers, LED lights, home appliances like LED TV, washing machine, etc., use DC supply for their operation. However, the conventional utility supply is AC.

This paper presents a dual output AC-DC converter as a suitable candidate in emerging DC distribution systems. In accordance with the need of vast range of DC loads and standard distribution levels, the proposed dual output PFC rectifier has been designed to provide simultaneous boost and buck outputs. In addition, the design ensures that the rectifier operates at high power factor.

Therefore, a suitable digital control technique has been implemented for close loop control, which regulates two DC outputs at the same time.

The topology, operating principles, and theoretical analysis of the proposed converter are presented. By using PSIM software, the validation of the converter has been verified.

기호 및 약어

C, C_1, C_2	: 커패시터[F]
d_1, d_2, d_3	: 듀티비(Duty Ratio)
D_1, D_B, D_L, D_U	: 다이오드
i_C	: 커패시터 전류[A]
i_D	: 다이오드 전류[A]
i_{in}	: 입력 전류[A]
i_L, i_{L1}, i_{L2}	: 인덕터 전류[A]
i_R	: 부하 전류[A]
i_S	: 스위치 전류[A]
I_{max}	: 최대 전류[A]
I_{min}	: 최소 전류[A]
L, L_1, L_2	: 인덕터[H]
R, R_{o1}, R_{o2}	: 부하 저항
S, S_1, S_2	: 스위치
T_{on}	: 스위치 도통시간[s]
T_{off}	: 스위치 차단시간[s]
T, T_s	: 스위칭 주기[s]
V_C	: 커패시터 전압[V]
$V_{g1}, V_{g2}, V_{sw1}, V_{sw2}$: 스위치 전압[V]
V_H	: 고압측 전압[V]
V_i, V_{in}	: 전원측 전압[V]

V_L	: 저압측 전압[V]
V_L, V_{L1}, V_{L2}	: 인덕터 전압[V]
V_o, V_{o1}, V_{o2}	: 부하측 전압[V]
V_{sn1}	: 고압측 스위치 입력 전압[V]
V_{sn2}	: 저압측 스위치 입력 전압[V]
CICM	: Continuous Inductor Current Mode
DICM	: Discontinuous Inductor Current Mode
PFC	: Power Factor Compensation
UPS	: Uninterruptible Power Supplies
VSB	: Voltage Second Balance

1. 서론

1.1 연구배경 및 동향

최근, 직류전원이 장점을 가지는 분야가 등장하면서 DC 배전시스템이 새롭게 각광을 받고 있다. LED조명, 컴퓨터 뿐 아니라 LED TV, 세탁기, 믹서 등 직류 전원을 사용하는 가전제품이 증가하고 있다. 그러나 공급전력은 교류 전원이므로 적절한 AC-DC 컨버터가 필수적이다. DC 부하장치가 증가할수록 요구되는 컨버터의 개수 및 전력손실이 상승하게 되고 운전효율은 감소한다^[1]. 이러한 단점을 보완하기 위하여 다양한 연구가 진행되고 있다. DC 배전시스템은 AC에 비해 선로 저항이 낮고, 선로 리액턴스가 없을 뿐 아니라, 동일출력에 대해 전류가 낮아 전선 크기가 감소하고, 안정성이 높으며, 설치 공간이 감소되는 등 많은 이점을 지니고 있다. 그럼에도 불구하고 DC 배전시스템은 표준전압이 확립되어있지 않아 광범위하게 적용되지 못하고 있다. 그러므로 어떤 DC 장치도 공통적으로 사용할 수 있도록 DC 전압을 표준화하는 계획들이 추진되고 있다^[2]. 그러나 하나의 표준전압을 정하더라도 이 전압이 모든 장치에 적합하다고 할 수는 없다. 즉, 저 출력 장치에 적합한 전압을 고 출력 장치에 적용하면 전류가 상승하고 부피 및 손실이 증가하므로 효율이 감소한다. 따라서 출력에 따라 고압 및 저압 두 종류의 전압을 표준화하고자 하는 움직임이 대두되고 있다. 고압 배전시스템은 중공업, 상업용 건물, 통신 및 데이터 센터 등에 대한 표준 전압으로, 저압 배전시스템은 저 전력 가정용 기기 등에 사용될 수 있다.

단일 DC 입력- 다중 DC 출력 컨버터로는, fly-back 절연형 단일입력-다중출력 컨버터가 소개되었고^[3], 비 절연형으로는 가변 단일입력-다중출력 컨버터가 발표되었다^[4]. 그러나 다중출력 AC-DC 컨버터에 관한 연구는 많이 진행되지 않고 있다. DC UPS용 다중출력 AC-DC 컨버터 개발에 대한 연구는 등장하였고^[5], 네 개의 스위칭 소자를 사용하여 역률보상 및 출력 분리를 실현한 이중출력 컨버터가 발표되었다^[6].

1.2 연구 내용

본 논문에서는 두 종류의 전압을 출력하는 비 절연 이중출력 AC-DC 컨버터를 제안한다. 이 컨버터의 토폴로지는 입력 AC 전압에 비해 보다 높은 전압(Boost Converter)과 보다 낮은 전압(Buck Converter) 두 종류의 안정된 직류전압을 동시에 출력한다. 또한 입력전류의 역률을 높게 유지함으로써 전력의 품질이 양호한 특성을 나타낸다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

1장 서론에서는 연구배경 및 동향과 연구 내용을 기술하고,

2장에서는 DC 컨버터의 종류 및 기능에 대하여 서술한다.

3장에서는 본 논문에서 제안하는 직류 이중출력 역률보상 AC-DC 컨버터의 토폴로지, 작동원리 및 제어방식에 대해서 기술한다.

4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 단일 AC입력-이중 DC출력 컨버터의 성능 및 특성을 확인한다.

5장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

2. DC-DC 컨버터의 종류 및 기능^[7]

2.1 Buck 컨버터

일반적으로 높은 입력전압이 낮은 출력전압으로 나오는 것을 Buck 컨버터라 한다. 그림 2.1은 Buck 컨버터에서 실제로 사용하는 회로이다.

그림 2.1에서는 출력전압이 일정한 범위의 리플을 가지도록 평활작용을 하는 인덕터와 커패시터로 구성되어 있다.

이 회로에서 부하의 특성에 따라 필터링이 결정되고, 인덕턴스에 따라 두 가지 전류모드를 가진다. 인덕터 전류가 0이 되지 않을 정도로 충분히 큰 인덕턴스를 가진 연속 인덕터 전류 모드와 인덕터 전류가 0이 되는 구간이 발생할 정도로 인덕턴스가 작은 불연속 인덕터 전류 모드가 있다.

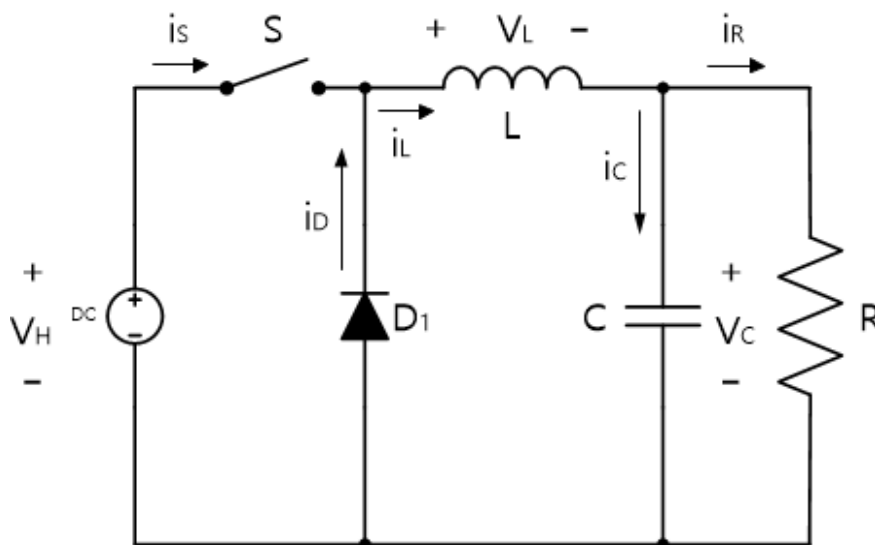


Fig. 2.1 Equivalent circuit of buck converter

2.1.1 전압관계

그림 2.1 에서 스위치 S는 주기적으로 온·오프를 반복하며, 전체 주기는 T이

고 스위치가 온 되는 시간을 DT 라 한다. 따라서 스위치가 오프 되는 시간은 $(1-D)T$ 가 된다. 해석을 위하여 C 는 충분히 커서 v_c 에 포함된 리플을 무시할 수 있는 것으로 가정하면, 커패시터전압은 V_C 로 일정하게 된다.

스위치가 ON 되는 시간 동안의 회로는 그림 2.2(a)와 같으며, 스위치가 OFF 되는 시간 동안 인덕터 전류는 다이오드를 통해 환류되므로 그림 2.2(b)와 같이 등가화 할 수 있다. 온 기간 동안의 회로 방정식은 다음 식들과 같다.

$$V_H = v_L + V_C \quad (2.1)$$

$$V_H = L \frac{di_L}{dt} + V_C \quad (2.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_H - V_C}{L} \quad (2.3)$$

다른 회로에서의 전류, 전압관계와 마찬가지로 DT 의 시간 동안 인덕터 전류는 그림 2.3과 같이 일정한 기울기로 증가한다. 인덕터 전류는 최대치 I_{max} 로 변화한다.

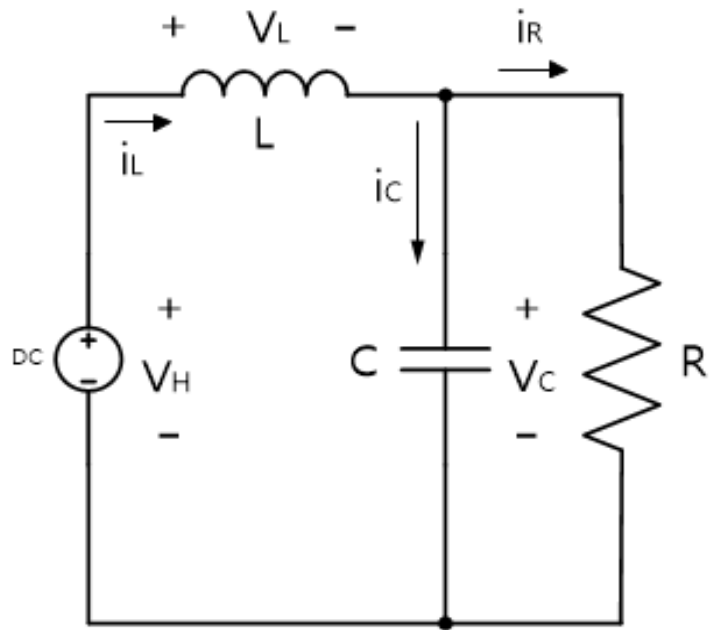
스위치가 OFF 되는 구간 동안 회로는 그림 2.2(b)의 형태가 되며, 이 구간에서 회로의 전압방정식은 식(2.4)로 표현할 수 있다

$$0 = v_L + V_C \quad (2.4)$$

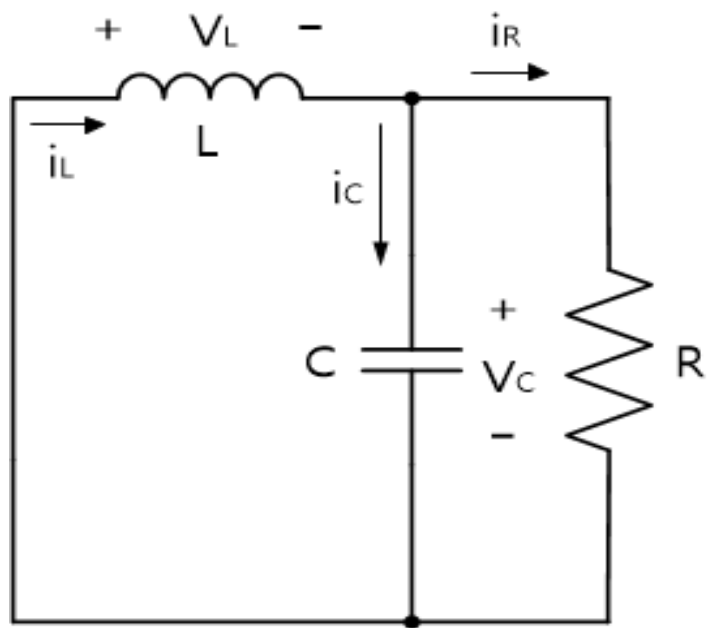
식(2.4)는 다음과 같이 식(2.5) 및 (2.6)으로 다시 표현할 수 있다.

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + V_C \quad (2.5)$$

$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{V_C}{L} \quad (2.6)$$



(a)



(b)

Fig. 2.2 Operating principle of buck converter

(a) Equivalent circuit of switch ON

(b) Equivalent circuit of switch OFF

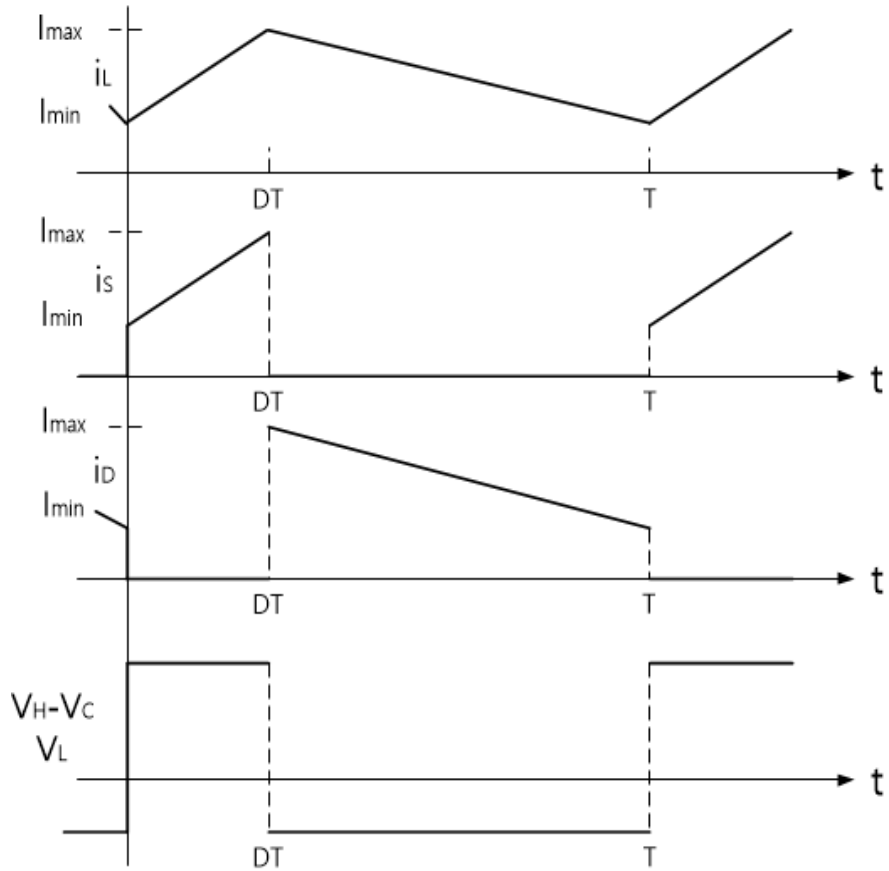


Fig. 2.3 Typical key Waveforms of buck converter

따라서, $(1-D)T$ 기간 동안 인덕터 전류는 I_{max} 에서 I_{min} 까지 일정 비율로 감소한다. 동작은 주기적으로 반복되므로 최종치는 다음 주기의 초기치가 된다. 스위치의 ON 기간 동안의 변화는 OFF 기간 동안의 변화와 같게 된다. 또한 I_{min} 은 인덕터 전류가 연속적이라고 가정하였기 때문에 0 보다 크거나 같게 되며, 이상의 관계로부터 식(2.7) 및 (2.8)로 표현하는 것이 가능하다.

$$I_{max} - I_{min} = \left(\frac{V_H - V_C}{L}\right)DT \quad (2.7)$$

$$I_{min} - I_{max} = \left(-\frac{V_C}{L}\right)(1-D)T \quad (2.8)$$

따라서 다음 식들을 얻을 수 있다.

$$\left(\frac{V_H - V_C}{L}\right)DT = \left(+\frac{V_C}{L}\right)(1-D)T \quad (2.9)$$

$$(V_H - V_C)D = (+V_C)(1-D) \quad (2.10)$$

$$V_C = DV_H \quad (2.11)$$

그러므로 커패시터전압과 ON 기간에 따라 결정되는 부하단의 초퍼 출력은 인덕터 전류를 연속적으로 흐르게 한다.

2.1.2 회로전류

그림 2.3의 파형을 검토함으로써 인덕터 전류의 평균치를 쉽게 알 수 있으며, 이 값은 식(2.12)로 표현할 수 있다.

$$I_L = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \quad (2.12)$$

부하저항의 전류방정식은 식(2.13)으로 표현할 수 있다. 주기적인 동작으로 인하여 커패시터의 평균 전류는 0 이 되므로, 식(2.13)의 각 항을 1주기에 걸쳐 평균함에 따라 식(2.13)은 식(2.14)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_C + i_R \quad (2.13)$$

$$I_L = I_R \quad (2.14)$$

I_R 은 식(2.15)로 표현할 수 있으며, 이 방정식들을 조합하면 식(2.16)이 된다.

$$I_R = \frac{V_C}{R} \quad (2.15)$$

$$I_{\max} + I_{\min} = 2\frac{V_C}{R} \quad (2.16)$$

식(2.7) 및 (2.16)에 의하면 I_{\max} 와 I_{\min} 을 구할 수 있다.

$$I_{\max} = (DV_H)\left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)(T)}{2L}\right] \quad (2.17)$$

$$I_{\min} = (DV_H)\left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)(T)}{2L}\right] \quad (2.18)$$

2.1.3 연속전류조건

I_{\min} 을 0 으로 하여 식(2.18)을 계산하면 인덕터 전류를 연속적으로 하는 인덕턴스의 최소치가 산출되며 식(2.19)와 같이 표현된다.

$$L = \left(\frac{TR}{2}\right)(1-D) \quad (2.19)$$

2.1.4 커패시터전압 리플

커패시터전압의 리플을 0으로 하기 위한 조건을 완화하여 여기에서는 미소한 리플을 허용하기로 한다.

커패시터전류는 주기적으로 변화하므로 인덕터 전류가 연속적인 경우, 커패시터전류는 그림 2.4와 동일한 특성을 가진다. 다시 말해 삼각파의 최대치는 $(I_{\max} + I_{\min})/2$ 가 된다. 커패시터전압에 포함된 리플은 시간에 대한 커패시터

전류곡선의 하부면적에 의해 결정된다. 그림 2.4에서 반주기 동안 커패시터에 충전되는 전하는 축 상부의 삼각형 면적이 되므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left[\frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} \right] \left(\frac{T}{2} \right) \quad (2.20)$$

$$\Delta Q = \left[\frac{(I_{\max} - I_{\min})(T)}{8} \right] \quad (2.21)$$

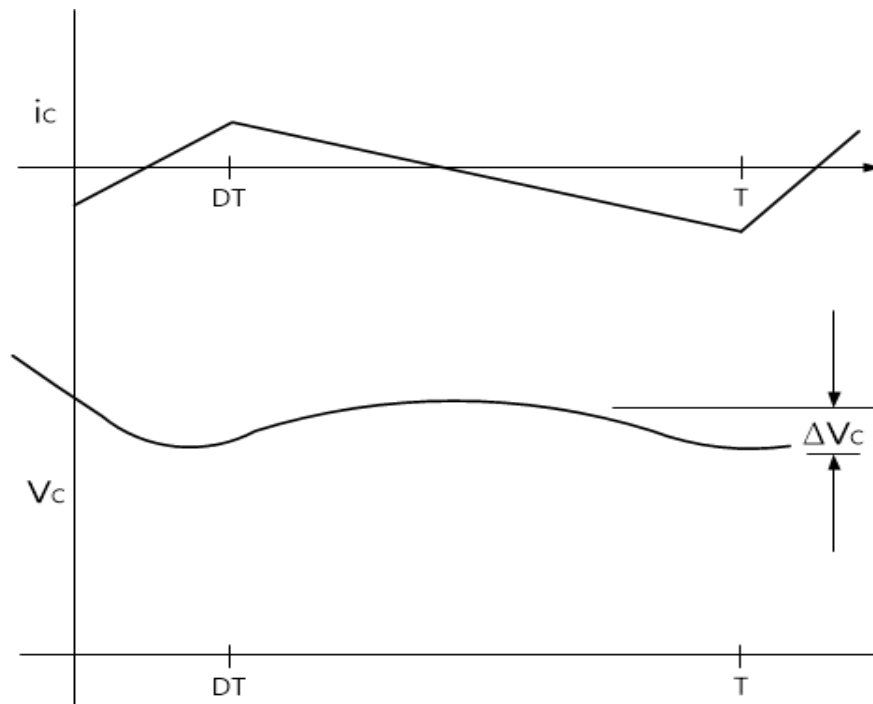


Fig. 2.4 Capacitor current of buck converter

커패시터전압의 특성곡선도 그림 2.4에 나타내었으며, 전압에 포함된 리플을 효과적으로 표현하기 위해 다소 과장하여 표현하였다. 커패시터의 최대 및 최소 전압은 커패시터의 전류치가 0 일 때 발생하며, 커패시터전압에 포함된 리플의 절대크기는 식(2.22)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} = \left[\frac{(I_{\max} - I_{\min})(T)}{8C} \right] \quad (2.22)$$

2.2 Boost 컨버터

벽 초퍼회로에서 사용된 세 개의 소자를 그림 2.5와 같이 배치함으로써 부스트(boost)형태의 초퍼회로를 구성할 수 있다. 벽 초퍼회로와 유사한 방법으로 정상상태동작을 해석할 수 있다.

2.2.1 전압관계

스위치가 ON 상태를 유지하는 동안 인덕터 전류는 식(2.23)과 같이 미소 증분으로 증가한다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (2.23)$$

이 구간 동안 다이오드는 역 바이어스되고, 커패시터는 부하에 전류를 공급하며, 또한 i_C 는 (-)의 값을 가진다.

스위치가 OFF 되면 그 주기의 전류의 최종치는 다음 주기의 초기치와 같아야 하므로 인덕터 전류는 감소된다. 한편 인덕터 전류가 감소되는 동안 V_C 는 V_L 보다 크게 된다. 스위치가 OFF 되어 있는 동안 인덕터 전류의 미소 증분은 식(2.24)로 표현할 수 있다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L - V_C}{L} \quad (2.24)$$

시간에 대한 인덕터 전류의 변화는 그림 2.6과 같이 표현된다.

스위치가 ON 되는 동안 i_L 의 증가는 스위치 OFF 동안의 i_L 의 값과 같아야 하므로 초퍼회로에 대한 전압관계는 다음의 관계식으로 나타낼 수 있게 된다.

$$I_{\max} - I_{\min} = \left(\frac{V_L}{L}\right)DT \quad (2.25)$$

$$I_{\min} - I_{\max} = \left(\frac{V_L - V_C}{L}\right)(1 - D)T \quad (2.26)$$

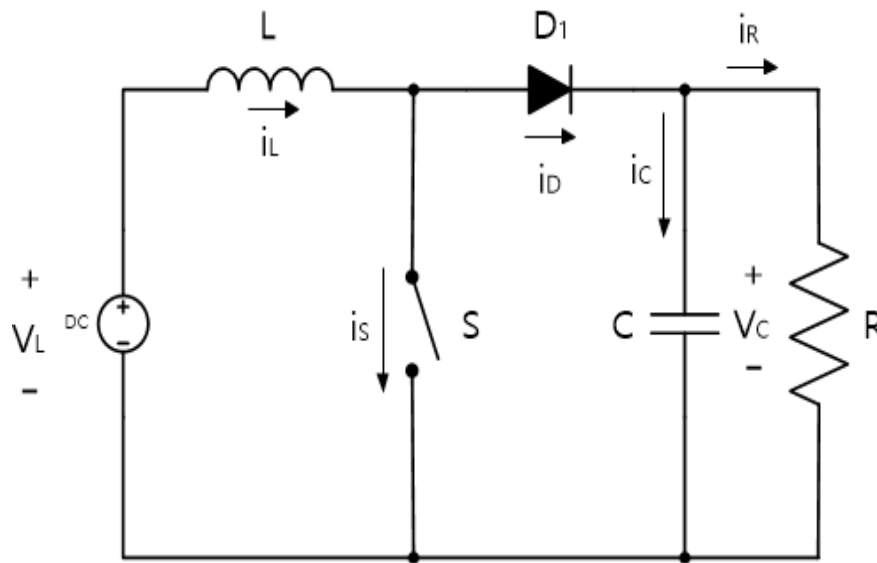


Fig. 2.5 Equivalent circuit of boost converter

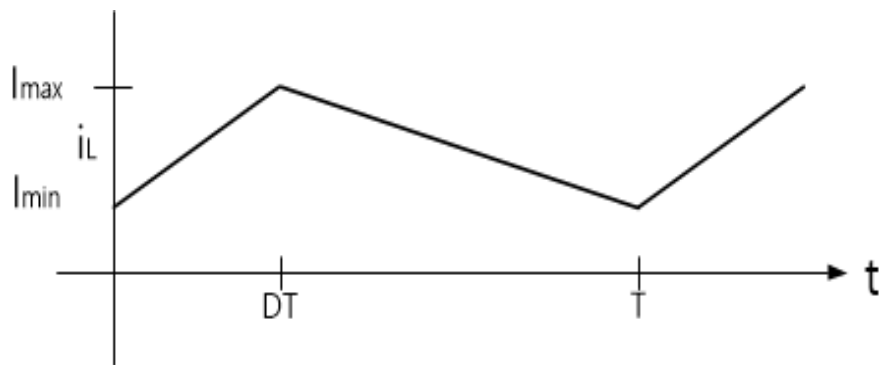


Fig. 2.6 Operating principle of boost converter

이 두 관계식으로부터 다음과 같은 전압관계식을 유도할 수 있다.

$$V_C = \frac{V_L}{1-D} \quad (2.27)$$

이상의 관계식은 인덕터 전류가 연속적인 경우를 전제로 하였다.

식(2.27)에서 회로가 부스트 초과인 경우 D 의 증가에 따라 V_C 도 증가한다. 즉 관계식으로부터 입력전압에 비해 수배의 큰 출력전압이 나타날 수 있음을 알 수 있다. 그러나 식(2.27)에서 D 가 큰 경우 인덕터 저항의 영향은 해석상 생략할 수 없는 중요한 의미를 가진다. 실제 D 가 1에 근접하면, 출력전압은 증가하지 않고 오히려 감소하게 된다. 따라서 이러한 문제점을 배제하기 위해 부스트 초과회로에서는 D 를 임의의 상한치 이하로 제한할 필요가 있다.

실제의 경우 대략 5:1의 비율로 증가를 제한하는 것이 중요하다. 스위칭 손실 문제로 인해 스위치가 OFF 되는 시간은 일반적으로 미소하여야 하며, 스위칭이 발생하는 순간의 다이오드 및 커패시터의 전류는 평균치에 비해 매우 큰 최대치를 갖게 된다. 용량에 비해 커패시터전류의 실효치는 과도한 상태가 되나, 전압의 적절한 증가는 설계조건 측면에서는 오히려 합리적이라 할 수 있다.

2.2.2 회로전류

한 주기에 대한 전류과형은 그림 2.7과 같으며, 여기서 다른 모든 전류를 구하기 위해서는 I_{max} 와 I_{min} 의 값이 결정되어야 한다. 회로모델에는 손실이 전혀 포함되어 있지 않으므로 입력 평균 전력과 부하 평균 전력이 같아야 한다는 사실을 이용함에 따라 이는 쉽게 구할 수 있다.

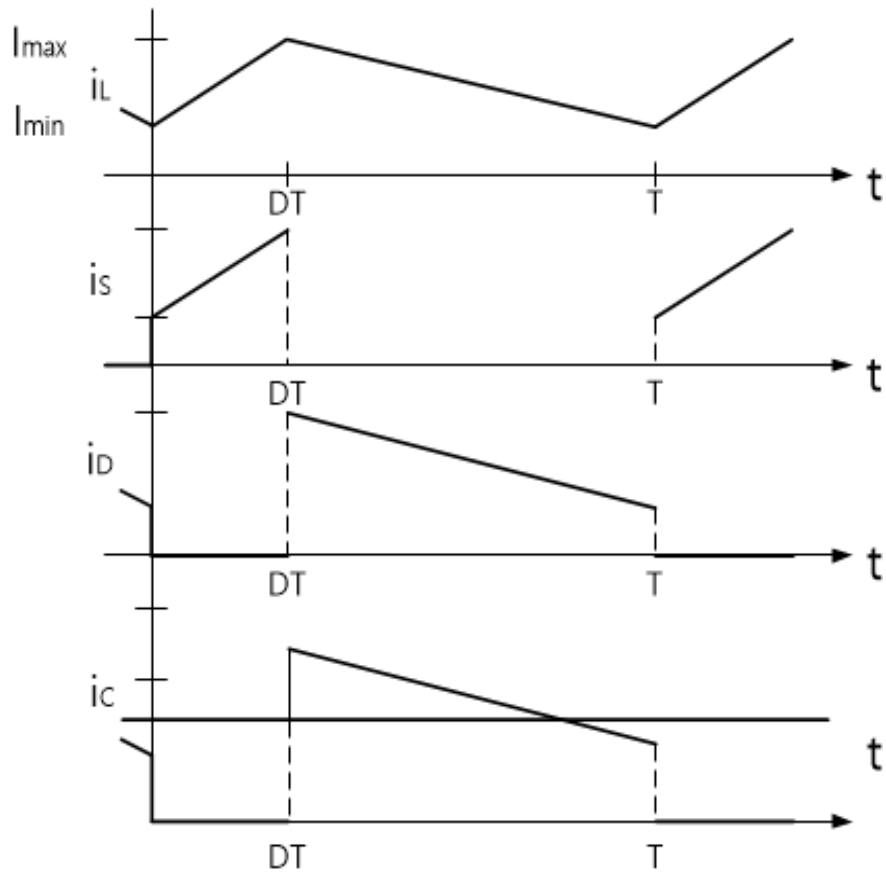


Fig. 2.7 Typical key Waveforms of boost converter

$$\text{입력전력} = (0.5)(I_{\text{max}} + I_{\text{min}})(V_L) \quad (2.28)$$

$$\text{출력전력} = \frac{V_C^2}{R} \quad (2.29)$$

이와 같은 전력의 값을 조합하고 또한 식(2.27)로 표현된 입·출력전압 사이에 관계를 이용함에 따라 식(2.30)을 구할 수 있다.

$$I_{\text{max}} + I_{\text{min}} = \frac{2V_L}{(R)(1-D)^2} \quad (2.30)$$

따라서 식(2.26), (2.27) 및 (2.30)으로부터 다음과 같이 I_{max} 와 I_{min} 를 구할

수 있다.

$$I_{\min} = \frac{V_L}{(R)(1-D)^2} - \left(\frac{V_L}{2L}\right)(DT) \quad (2.31)$$

$$I_{\max} = \frac{V_L}{(R)(1-D)^2} + \left(\frac{V_L}{2L}\right)(DT) \quad (2.32)$$

V_C/R 로부터 부하전류 i_R 과 커패시터 상부 노드에서의 전류방정식으로부터 그림 2.7과 같이 시간에 대한 i_c 의 그래프를 구할 수 있다.

2.2.3 연속전류 조건

인덕터 전류가 연속적이라는 조건으로 이전 관계들을 서술하였으나, 만약 이것이 사실이 아니라면 새로운 관계가 필요하게 된다. 특히 출력전압의 관계는 더 이상 유효한 상태가 아니다. 연속적인 전류의 경계조건은 I_{\min} 을 0으로 설정하여 구할 수 있다. 즉 이는 인덕터 전류가 연속적이 되기 위한 최소의 인덕턴스로 정의할 수 있다. 식(2.31)을 이용함에 따라 식(2.33)이 구해진다.

$$I_{\min} = \frac{V_L}{(R)(1-D)^2} - \left(\frac{V_L}{2L}\right)(DT) = 0 \quad (2.33)$$

식(2.33)의 해는 식(2.34)가 된다.

$$L = \left(\frac{RT}{2}\right)(D)(1-D)^2 \quad (2.34)$$

2.3 Buck - Boost 컨버터

Buck-Boost 회로는 그림2.8에서 나타낸 바와 같이 보다 많은 소자로 회로가 구성된다. 이 회로에서는 출력전압의 크기를 변화시킬 뿐만 아니라 출력전압의 극성을 반전하는 것이 가능하다. 그림 2.8에서 나타낸 바와 같이 기준방향의 변화를 제외하면, 이전에 정의된 모든 값은 동일하다.

2.3.1 전압 관계

스위치 S가 ON 되면, 다이오드는 역 바이어스되고 $i_D = 0$ 이 된다. 동시에 전 원전압은 인덕터에 가해지고 시간에 따라 i_L 은 증가한다. 스위치 S가 OFF 되면 전원은 차단되고 다이오드의 전류는 인덕터 전류와 같아지게 된다. 인덕터 전류의 변화에 대한 관계식을 다시 쓰면 입력과 출력전압 사이의 관계를 나타낼 수 있다.

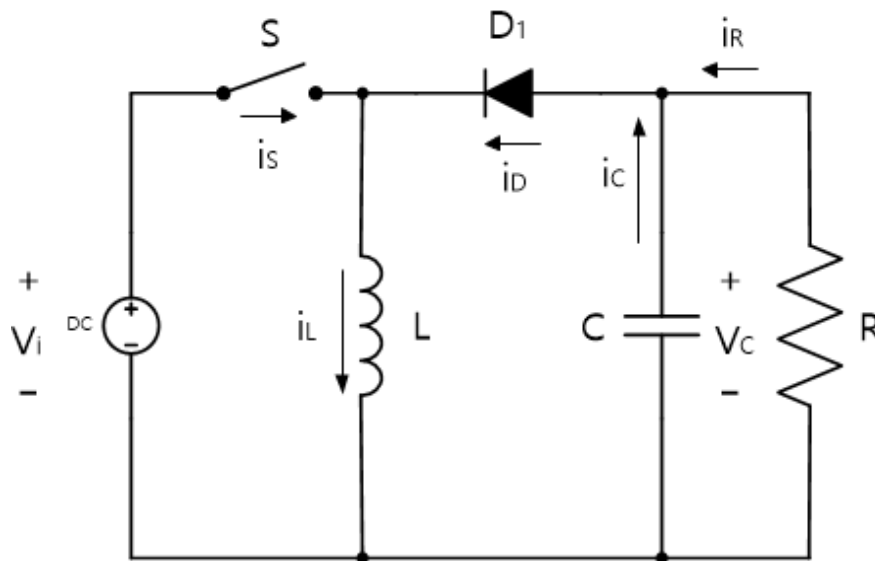


Fig. 2.8 Equivalent circuit of buck-boost converter

스위치가 ON 되면 인덕터 전류는 식(2.37) 및 (2.38)과 같이 변화한다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.37)$$

$$I_{\max} - I_{\min} = \left(\frac{V_i}{L}\right)DT \quad (2.38)$$

스위치가 OFF 되면 식(2.39) 및 (2.40)에서와 같이 유사하게 변화한다.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad (2.39)$$

$$I_{\min} - I_{\max} = \left(-\frac{V_C}{L}\right)(1-D)T \quad (2.40)$$

i_L 에 있어서 이와 같은 두 개의 변화를 조합함에 따라 식(2.41)을 구할 수 있다.

$$V_C = \frac{D}{1-D} V_i \quad (2.41)$$

여기서 $D < 0.5$ 이면 출력전압은 입력전압보다 작고, 반면에 $D > 0.5$ 이면 출력전압이 입력전압보다 크게 된다.

2.3.2 회로전류

그림 2.9은 각 부의 전류파형을 나타내며, 모든 전류를 구하기 위해서는 I_{\min} 과 I_{\max} 를 알아야 한다.

스위치 전류의 평균치는 식(2.42)로 표현된다.

$$I_{Savg} = \left(\frac{I_{\min} + I_{\max}}{2}\right)(D) \quad (2.42)$$

이 경우 입력 평균 전력은 다음과 같다.

$$P_{avg} = (V_i)(I_{Savg}) = \left(\frac{I_{min} + I_{max}}{2}\right)(DV_i) \quad (2.43)$$

만일 식(2.43)에서 입력전력이 출력전력과 같고 식(2.41)을 사용한다면 $(I_{max} + I_{min})$ 는 식(2.44)로 표현할 수 있다.

$$I_{min} + I_{max} = \frac{2DV_i}{(R)(1-D)^2} \quad (2.44)$$

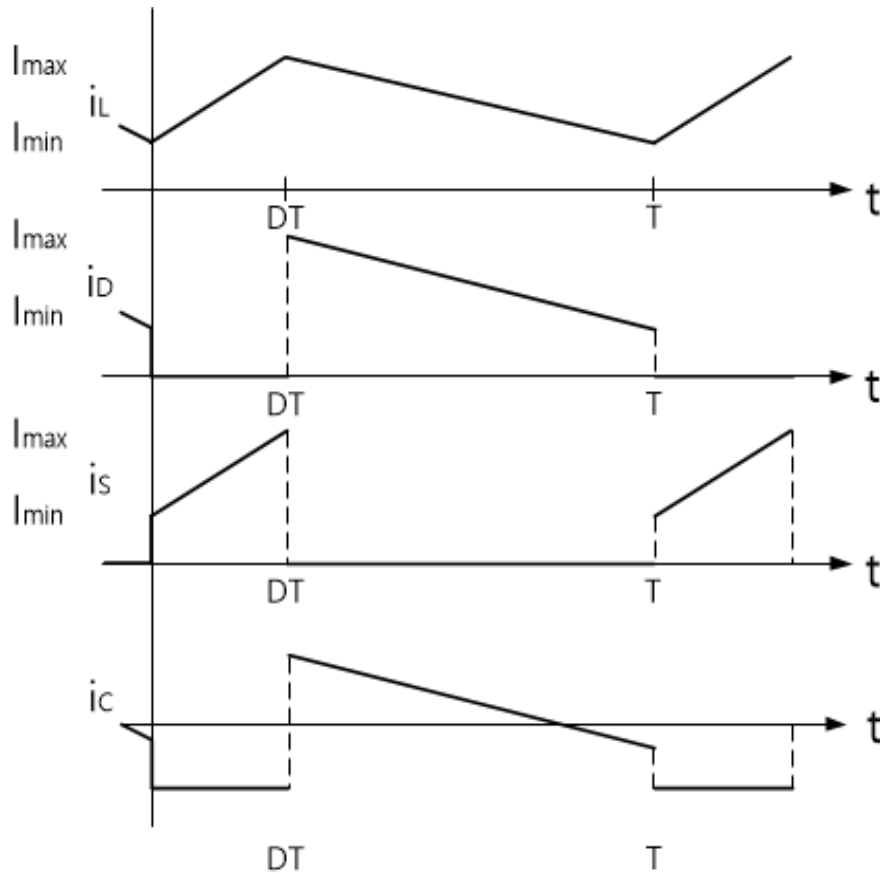


Fig. 2.9 Typical key Waveforms of buck-boost converter

$(I_{max} + I_{min})$ 에 대한 식(2.38)의 관계로부터 식(2.45) 및 (2.46)을 구할 수 있다.

$$I_{\min} = \frac{DV_i}{(R)(1-D)^2} - \frac{V_iDT}{2L} \quad (2.45)$$

$$I_{\max} = \frac{DV_i}{(R)(1-D)^2} + \frac{V_iDT}{2L} \quad (2.46)$$

2.3.3 연속전류조건

연속적인 인덕터 전류에 대한 조건은 식 (2.45)를 이용하여 $I_{\min} = 0$ 에 대한 최소 인덕턴스의 값으로부터 구할 수 있다.

$$I_{\min} = 0 = \frac{DV_i}{R(1-D)^2} - \frac{DV_iT}{2L} \quad (2.47)$$

$$L = \left(\frac{RT}{2}\right)(1-D)^2 \quad (2.48)$$

이러한 조건은 스위치 도통주기 D 가 방정식에 삽입되는 것을 제외하면 언급한 이전의 경우와 유사한 특징을 가진다.

2.3.4 커패시터전압 리플

커패시터전압 리플의 최대치는 커패시터 전류곡선 하부의 일부 영역으로부터 구할 수 있다. 만일 인덕턴스가 충분히 크다면 커패시터전류는 스위치가 온 상태를 유지하는 시간 동안만 (-)의 값을 가진다. 이 구간에서 전류는 일정하며 커패시터로부터 방출된 전하는 식(2.49)에 주어진 바와 같이 직사각형의 면적으로 된다.

$$\Delta Q = (I_R)DT = \left(\frac{V_C}{R}\right)DT \quad (2.49)$$

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} = \left(\frac{V_C}{R}\right)\left(\frac{DT}{C}\right) \quad (2.50)$$

3. 이중출력 AC-DC PFC 컨버터

3.1 토폴로지

본 논문에서 제안하는 이중출력 AC-DC 역률보상 컨버터는 두 종류의 안정된 직류전압을 출력한다. 하나는 입력보다 높은 전압을 출력하는 부스트 컨버터의 기능을 하고, 또 다른 하나는 입력보다 낮은 전압을 출력하는 벅 컨버터의 기능을 한다. 그림 3.1은 제안한 컨버터의 기능을 보여준다.

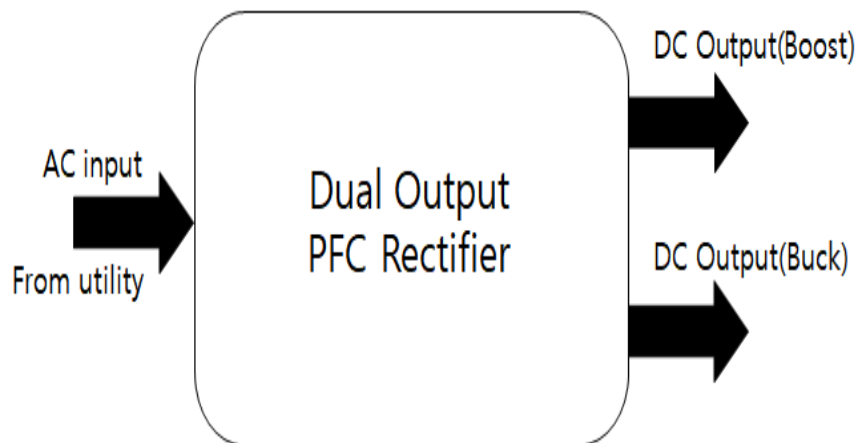


Fig. 3.1 Function of the proposed dual output AC-DC converter

그림 3.2는 제안한 컨버터의 회로도를 나타낸다. 입력은 단상 AC 전압 (V_{in})이고 출력은 두 종류의 DC 전압 (V_{o1} , V_{o2})이다. 이 컨버터는 기존의 두 컨버터, 즉 전파정류회로를 장착한 역률보상용 부스트 컨버터와 이와 동기화된 벅 컨버터가 합성된 형상을 보여준다.

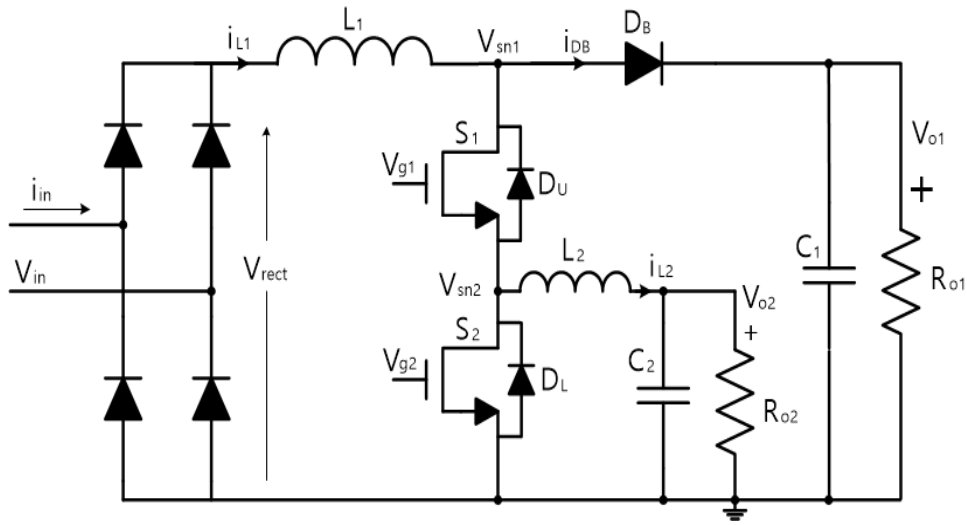
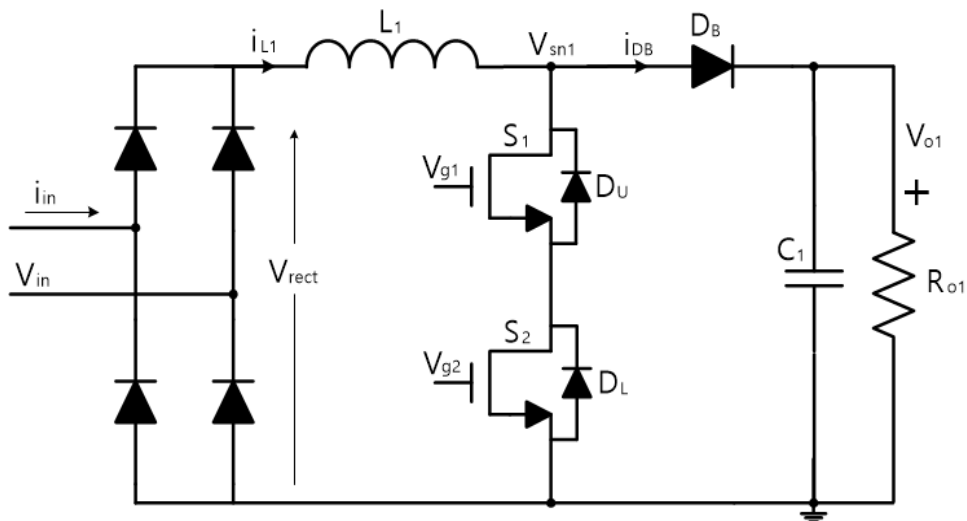
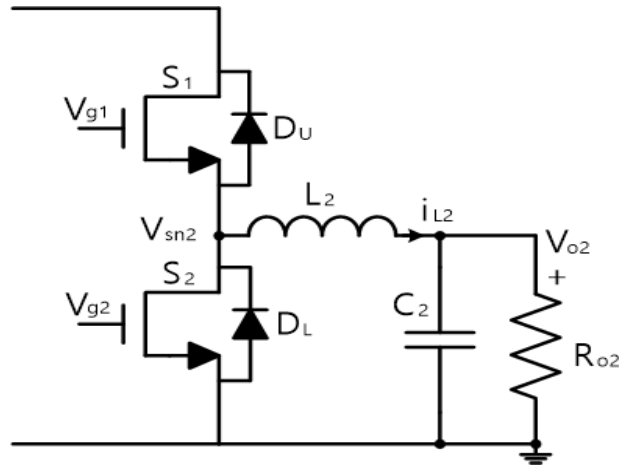


Fig. 3.2 Circuit schematic of dual output PFC rectifier

그림 3.3(a) 및 (b)는 제안한 컨버터의 두 구성성분을 나타내고 있다. 그림 3.3(a)를 보면 기존의 역률보상 부스트 컨버터의 스위치가 제안된 컨버터에서는 직렬 연결된 두 개의 스위치(S_1 , S_2)로 대체되었음을 알 수 있다. 그림 3.3(b)는 이 두 스위치가 벡 컨버터도 제어한다는 것을 보여준다.



(a)



(b)

Fig. 3.3 Constituent converters of dual output PFC rectifier (a) boost PFC stage with the active replaced by two switches connected in series and (b) synchronous buck converter

3.2 작동원리

제안된 컨버터의 작동원리를 살펴볼 때 스위칭 사이클과 전력흐름 사이클을 함께 고려해야한다. 두 스위치의 *ON*, *OFF* 상태 조합에 따라 스위칭 사이클은 TABLE 1.과 같이 네 구간으로 구분할 수 있다. 1은 *ON*을 0은 *OFF*를 각각 나타낸다.

Table 1. Switching cycle intervals for different combination switch states

Switch States		Interval	mode	
S_1	S_2		<i>Boost PFC</i>	<i>Buck</i>
1	1	I	L_1 charging	L_2 discharging
1	0	II	L_1 discharging	L_2 charging
0	1	III	L_1 discharging	L_2 discharging
0	0	IV	L_1 discharging	L_2 discharging

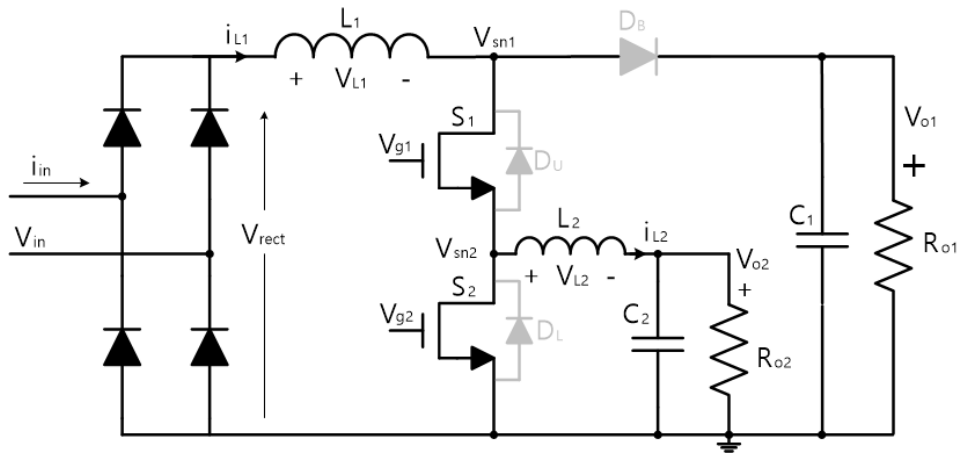
3.2.1 Interval-I ($[0, d_1 T_s]$): S_1, S_2 ON, D_B OFF

그림 3.4(a)에서 알 수 있듯이 이 구간동안 부스트 단의 인덕터 L_1 은 충전되고 벽 단의 인덕터 L_2 는 방전되어 V_{L1} 은 양이 되고 V_{L2} 는 음이 된다. 이 시간 부스트 컨버터는 튜터 ON, 벽 컨버터는 프리휠링 되는 구간과 유사하다.

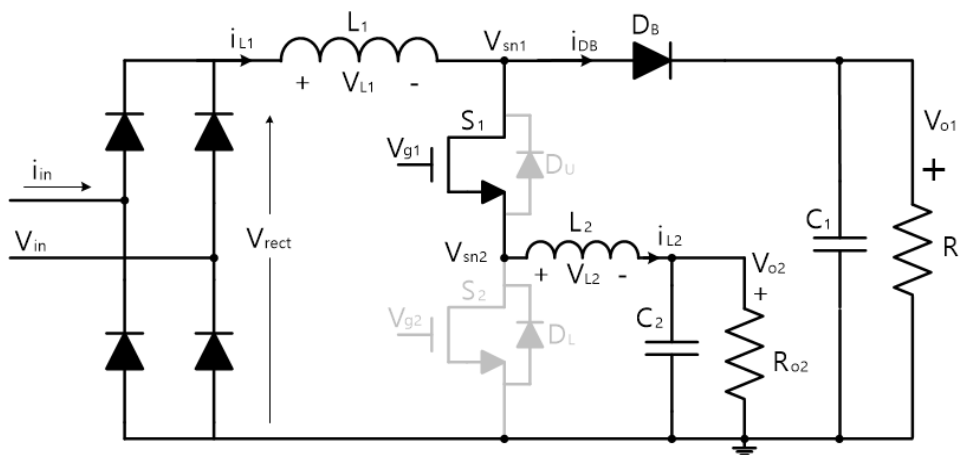
두 인덕터 양단에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{L1} = |V_{in}| \quad (3-1)$$

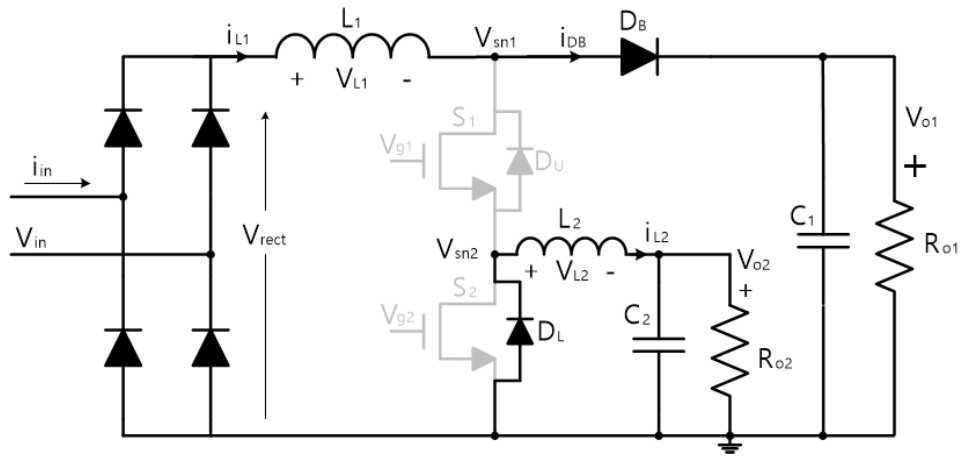
$$V_{L2} = -V_{o2} \quad (3-2)$$



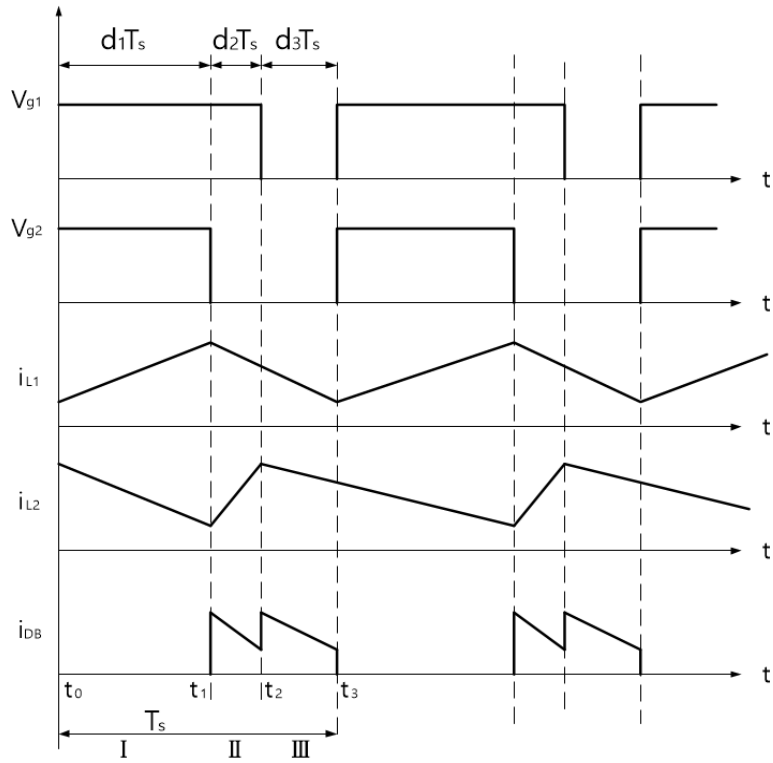
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.3.4 Switching cycle operating modes of the proposed converter, depicting (a)interval-I (b)interval-II (c)interval-III equivalent circuits and (d) corresponding inductor current(i_{L1} , i_{L2}) and diode current(i_{DB}) along with the gate signal(V_{g1} , V_{g2})

3.2.2 Interval-II ($[d_1 T_s, (d_1 + d_2) T_s]$): S_1, D_B ON, S_2 OFF

그림 3.4(b)에 나타낸 것과 같이 이 시간 동안에는 아래쪽 스위치 S_2 가 OFF 된다. 부스트 단의 인덕터 전류(i_{L1})는 부스트 다이오드 전류(i_{DB})와 벅 인덕터 전류(i_{L2})로 나뉘져 흐르는데 그 비율은 부하저항 R_{o1} 과 R_{o2} 의 비율에 따라 달라진다. 이 구간 두 인덕터 양단에 대한 전압방정식은 다음식과 같다.

$$V_{L1} = |V_{in}| - V_{o1} \quad (3-3)$$

$$V_{L2} = V_{o1} - V_{o2} \quad (3-4)$$

3.2.3 Interval-III ($[(d_1 + d_2) T_s, (d_1 + d_2 + d_3) T_s]$)

: S_1, S_2 OFF, D_B ON 또는 S_1, OFF, S_2, D_B ON

그림 3.4(c)와 같이 이 구간동안은 두 스위치 S_1 과 S_2 가 모두 OFF 된다. 인덕터 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 가 각각 다이오드 D_B 와 D_L 로 흐르게 된다. 이 시간동안 인덕터 양단에 대한 전압방정식은 다음식과 같다.

$$V_{L1} = |V_{in}| - V_{o1} \quad (3-5)$$

$$V_{L2} = -V_{o2} \quad (3-6)$$

각 구간에 대한 인덕터 전류 i_{L1} 및 i_{L2} 와 다이오드 전류 i_{DB} 를 게이트 신호와 함께 그림 3.4(d)에 나타내었다.

정상상태에서는, 입력 교류전압의 1/2사이클에 대한 VSB(Voltage Second Balance)원리를 적용하면 [volt-sec]의 합이 영이 되어야하므로 위의 식들을 대입함으로써 다음과 같은 입-출력 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_{o1} = \frac{|V_{in}|}{(1 - d_1)} \quad (3-7)$$

$$V_{o2} = d_2 V_{o1} \quad (3-8)$$

위식을 통해 S_1 과 S_2 가 모두 *ON* 되는 구간인 $d_1 T_s$ 에 의해 부스트 출력전압이, S_1 이 *ON* 되고 S_2 가 *OFF* 되는 $d_2 T_s$ 에 의해 벅 출력전압이 결정된다는 것을 알 수 있다.

3.3 제어방식

본 논문에서 제안한 컨버터의 유효성을 평가하기 위해서는, 다음 항목들에 대하여 그 성능을 확인할 필요가 있다.

- ① 입력전류의 역률(PF)
- ② 부스트 컨버터 측 전압제어 성능(V_{o1})
- ③ 벅 컨버터 측 전압제어 성능(V_{o2})

먼저, 부스트 컨버터 측의 출력전압을 제어하기 위해서 두 스위치가 동시에 *ON* 되는 구간의 듀티비 d_1 을 선정해야한다. 그 후 벅 컨버터 측에 원하는 출력전압을 얻기 위해 스위치 S_1 은 *ON*, 스위치 S_2 는 *OFF* 되는 구간의 듀티비 d_2 를 계산한다. 다음 3개의 피드백 컨트롤 루프를 가지는 제어방식에 의해 원하는 이종 DC출력을 얻을 수 있다.

3.3.1 전류제어

입력전류의 파형을 일정 형상으로 정형하는 것은 일종의 추적알고리즘에 의해 실현될 수 있다. 입력전류의 형상을 전원전압과 일치시키기 위해서는 그림 3.5

에서 인덕터 L_1 의 전류 i_{L1} 이 정류전압과 동일하게 제어해야한다.

$$(i_{L1} = k_{in} V_{rect}, V_{rect} = |V_{in}|)$$

전류의 파형을 교류전압과 동일한 정현파 형상으로 제어하기 위해서는 높은 속도를 가진 제어기가 필수적이다. 검출된 인덕터 전류($k_c i_{L1}$)가 기준전류(i_{ref})와 일치하도록 제어한다.

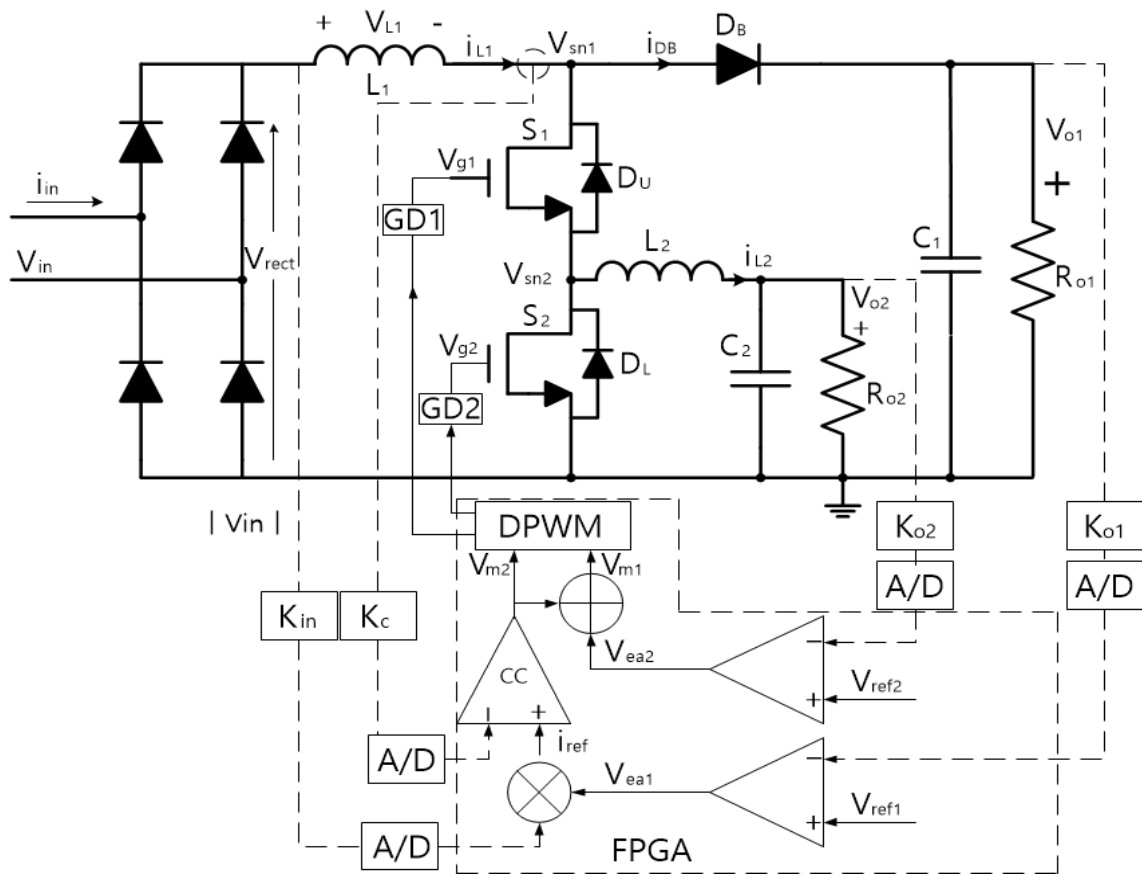


Fig. 3.5 Closed loop control scheme of dual output PFC converter

3.3.2 부스트 전압제어

부스트 PFC 컨버터의 출력전압(V_{o1})은 전압제어기에 의해 수행되는데 기준 전압이 직류 값이므로 속도가 그다지 높을 필요는 없다. 그림 3.5에서 알 수 있듯이, 이 제어기의 출력(V_{ea1})이 전류제어기 기준전류의 피크값을 결정한다.

3.3.3 벅 전압제어

식(3-8)에 의하면 벅 컨버터 측의 전압(V_{o2})은 부스트 컨버터 측 전압(V_{o1})과 듀티비 d_2 에 의해 결정된다. 벅 컨버터 단의 전압을 유지하기 위한 전류의 근원은 부스트 컨버터의 인덕터 전류(i_{L1})이다. 또한 벅 컨버터 쪽으로 전달되는 전력은 스위치 S_1 에 의해 제어된다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 직류 이중출력 PFC 컨버터의 특성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용된 소프트웨어는 Powersim사의 PSIM을 사용하였다.

4.1 시뮬레이션 개요

그림 4.1은 직류 이중출력 PFC 컨버터의 PSIM 프로그램 계통도를 나타낸다.

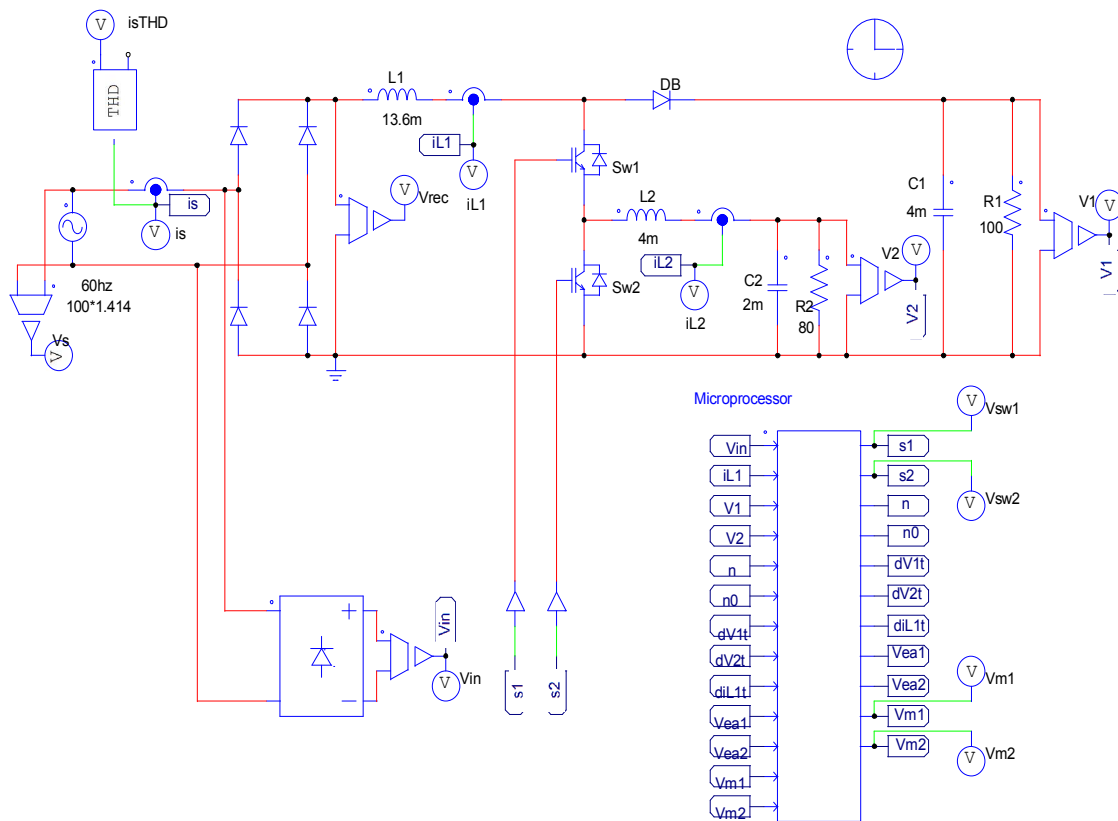


Fig. 4.1 The PSIM schematic diagram of the PFC converter for Dual DC output

시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터는 표 4.1과 같다.

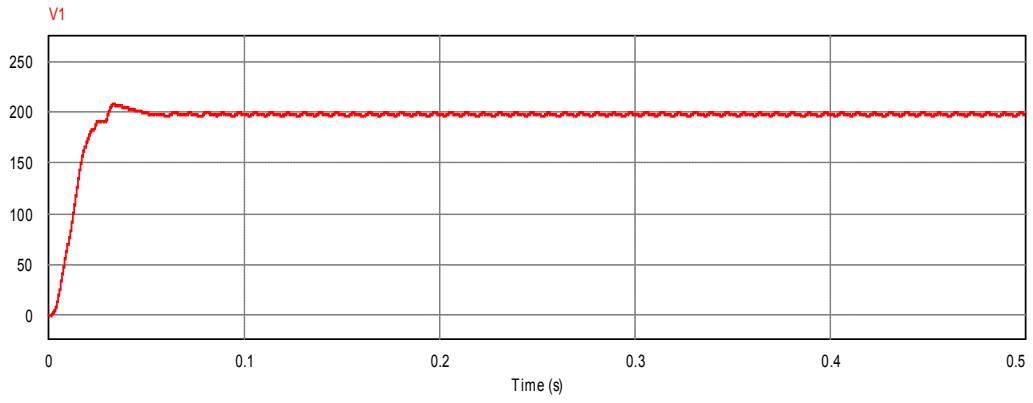
Table 2. Parameters of the PFC converter for Dual DC output

Parameters/Components	Specifications
Boost inductor, L_1	13.6 mH
Buck inductor, L_2	4 mH
Boost capacitor, C_{o1}	4 mF
Buck capacitor, C_{o2}	2 mF
Loads, R_1	100 Ω
Loads, R_2	80 Ω
Switching Frequency	50 kHz

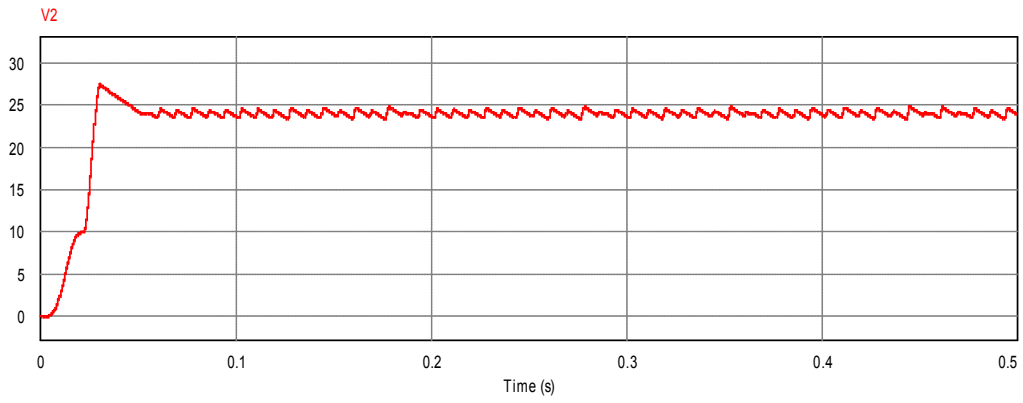
4.2 시뮬레이션 결과

그림 4.2(a),(b)는 스텝 전압설정 값 변화(고압 0→200[V], 저압 0→24[V])에 따른 부스트 컨버터 및 벅 컨버터 출력전압을 나타낸다. 초기 전압상승 및 과대전류를 완화시키기 위하여 적절한 Starting Algorithm을 적용하였다. 비교적 짧은 시간에 지령전압이 출력됨을 확인할 수 있다. 그림 4.2(c),(d)는 정상상태(0.4~0.5초)의 전원전압 및 입력전류를 도시하고 있다. 입력전류의 역률은 90[%] 정도로 PFC(Power Factor Compensation; 역률보상)제어가 원활히 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

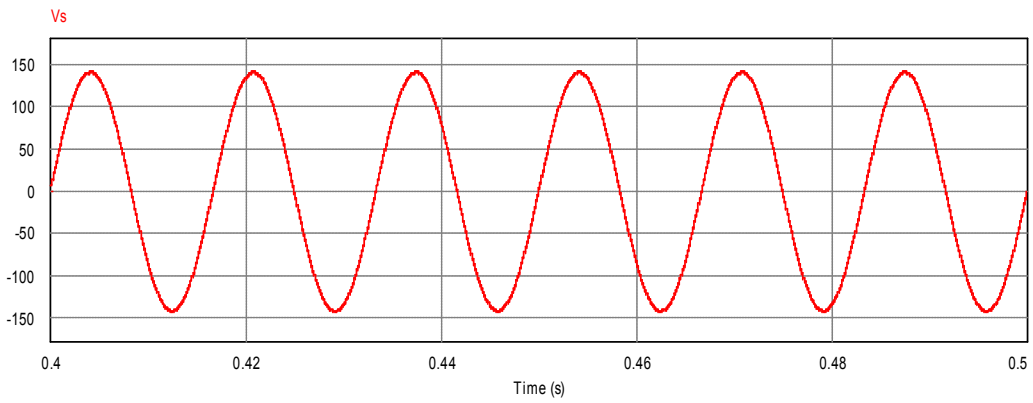
그림 4.2(e),(f)는 각각 정상상태의 IGBT 게이트신호를 나타내고 있고, (g) 및 (h)는 그 순간 인덕터 전류 i_{L1} , i_{L2} 를 보여준다.



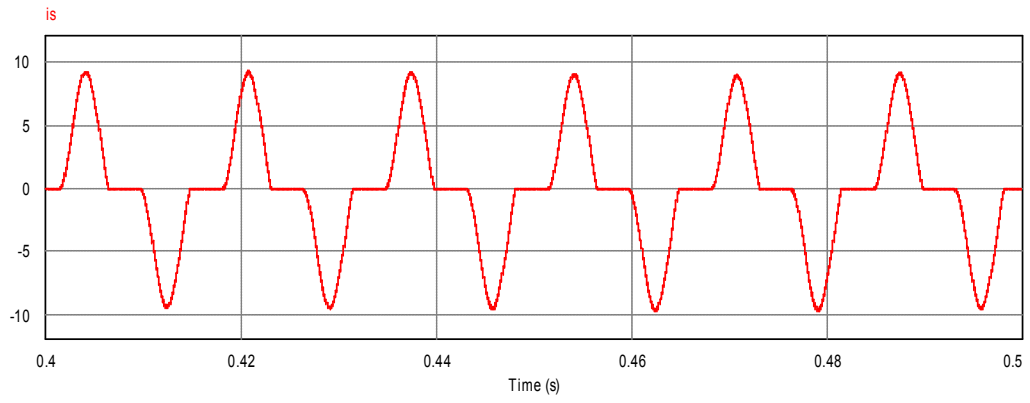
(a)



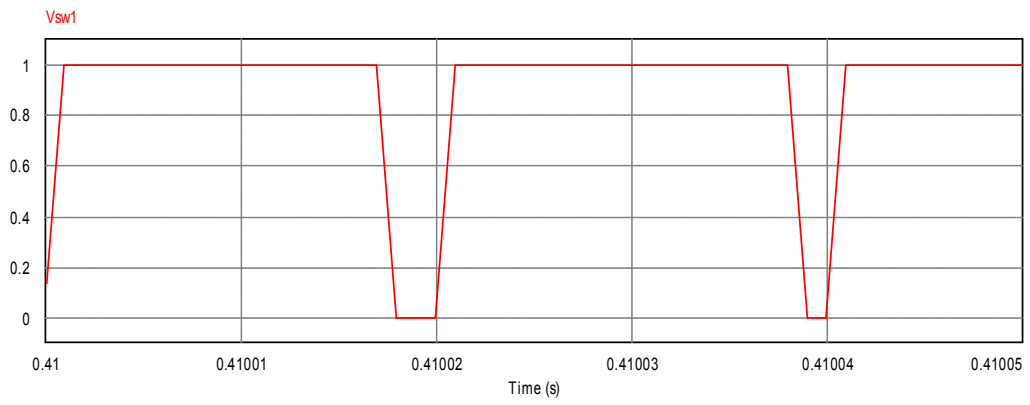
(b)



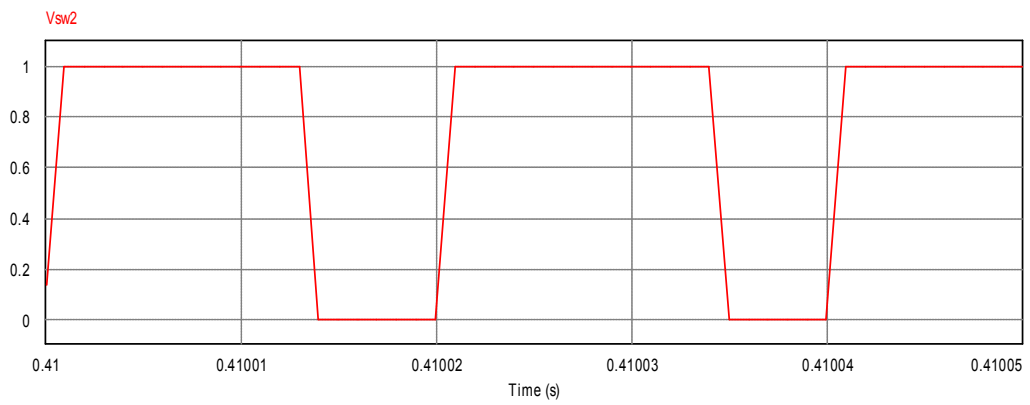
(c)



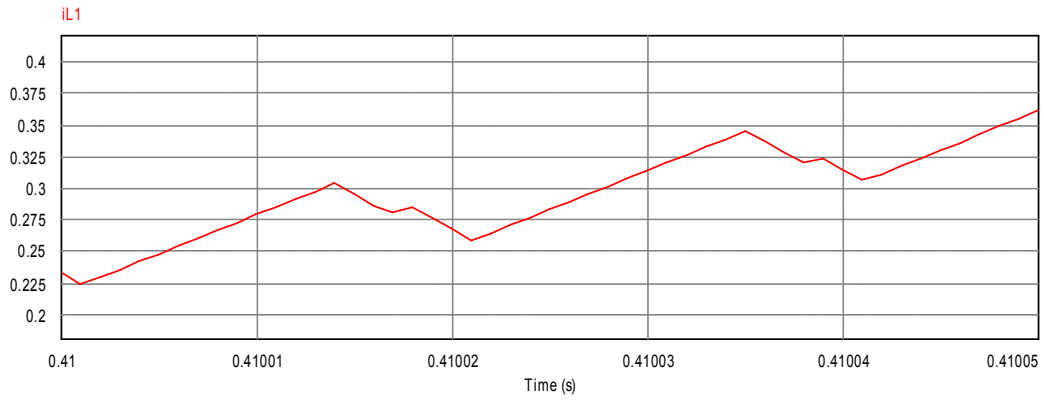
(d)



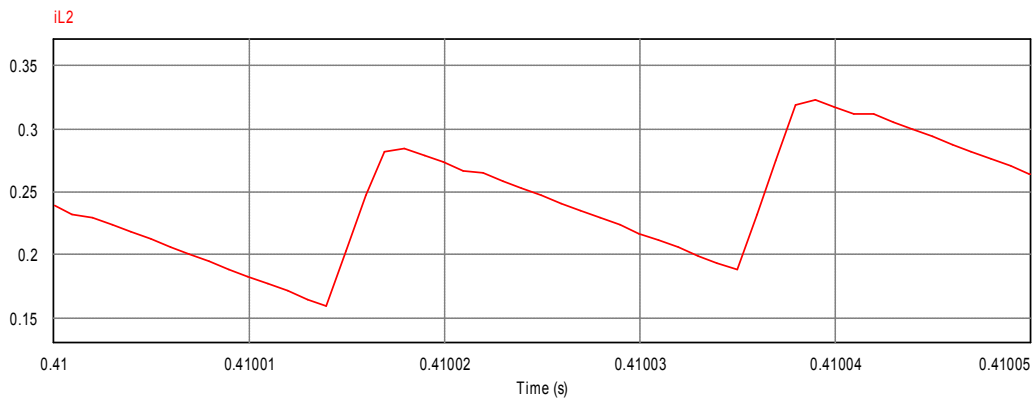
(e)



(f)



(g)

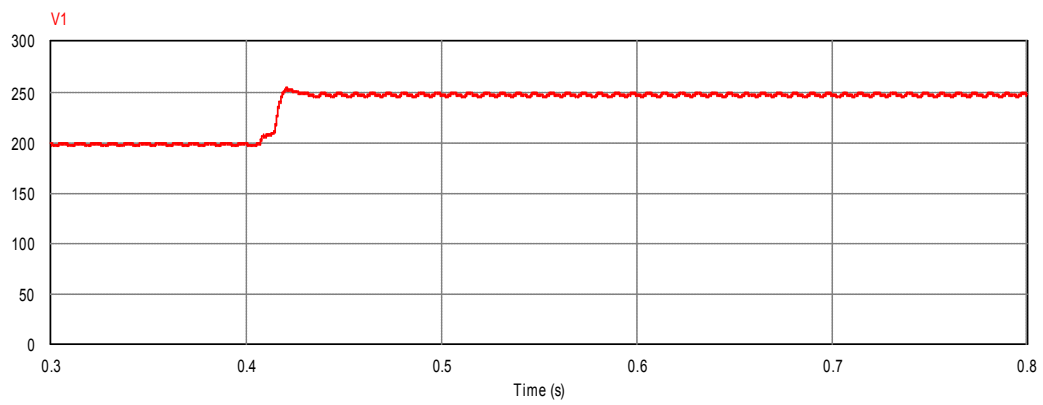


(h)

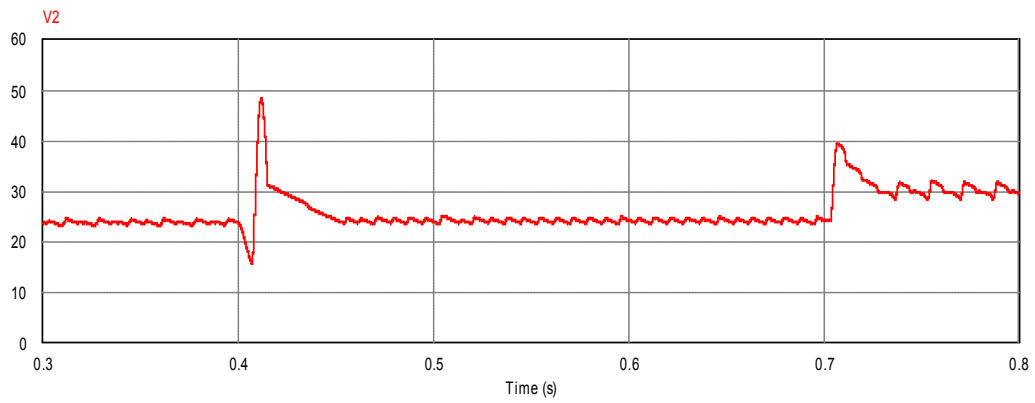
Fig. 4.2 Simulation results of the proposed dual output converter in step-up mode

- (a) Boost Voltage
- (b) Buck Voltage
- (c) AC Source Voltage
- (d) AC Input Current
- (e) Gate signal of IGBT 1
- (f) Gate signal of IGBT 2
- (g) Current of Inductor 1
- (h) Current of Inductor 2

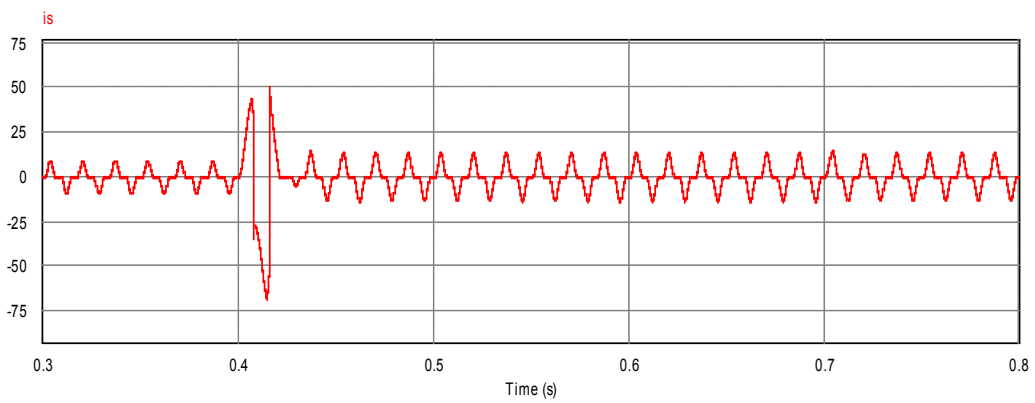
그림 4.3은 부스트 전압 200[V] 출력 중, 0.4초에 전압지령 값을 250[V]로 변화시켰을 경우의 응답특성과 벡 전압 24[V] 출력 중, 0.7초에 전압지령 값을 30[V]로 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 전압이 지령 값을 잘 추종하고 있으며 입력전류의 속응성도 양호함을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.3 Simulation results of the proposed dual output converter for increasing of voltage command during operation
 (a) Boost Voltage (b) Buck Voltage (c) AC Input Current

그림 4.4는 부스트 전압 200[V] 출력 중 0.4초에 전압지령 값을 180[V]로 감소시키고, 벅 전압 24[V] 출력 중 0.7초에 전압지령 값을 20[V]로 감소시킬 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 전압이 새로운 지령 값을 잘 추종하고 있으며 입력전류도 신속히 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 4.5는 운전 중 저항을 감소시킴으로써 부하를 증가시켰을 경우의 PSIM 프로그램 계통도를 나타낸다.

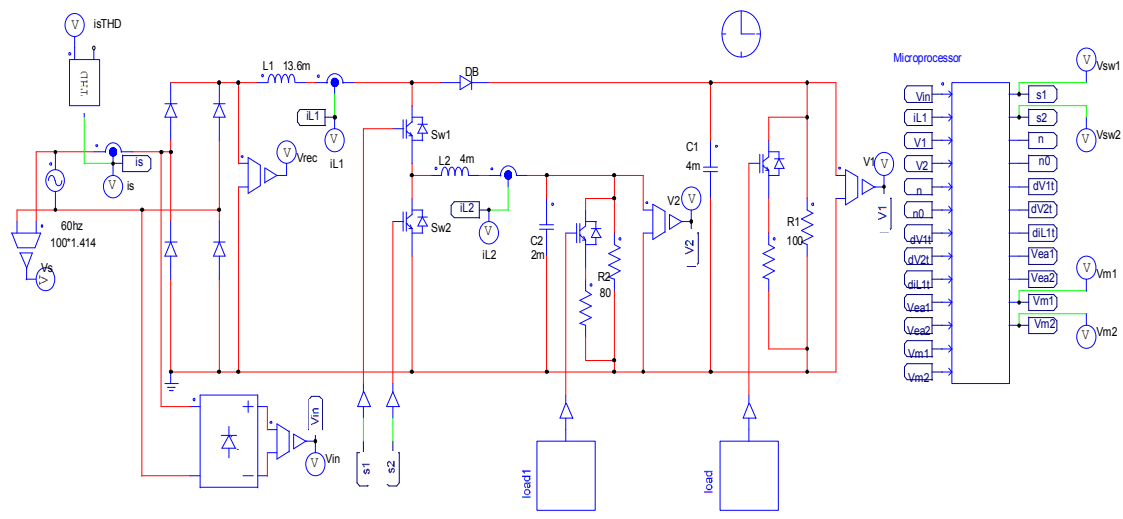
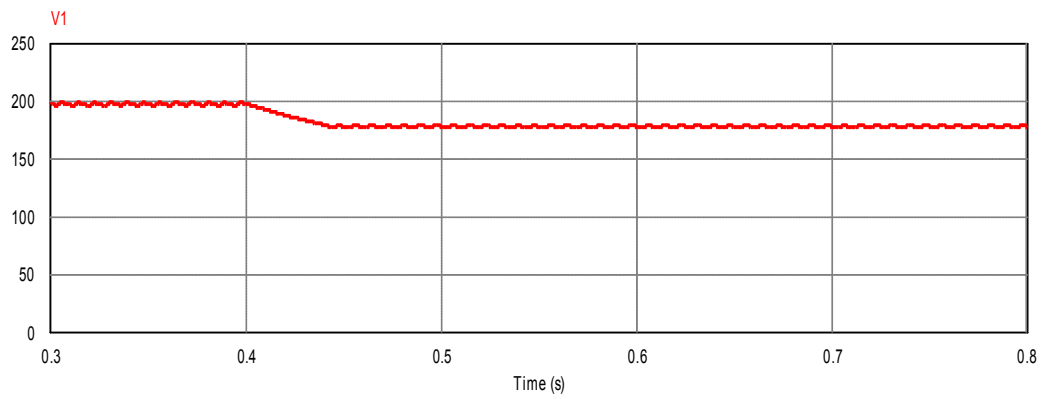
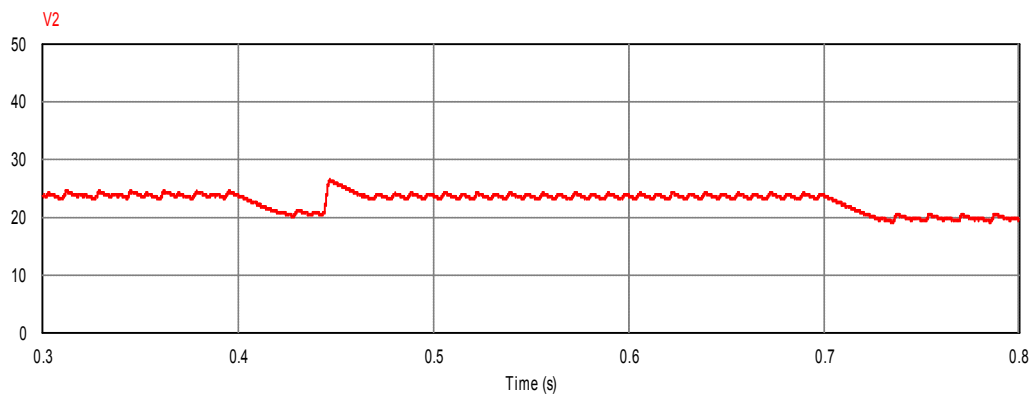


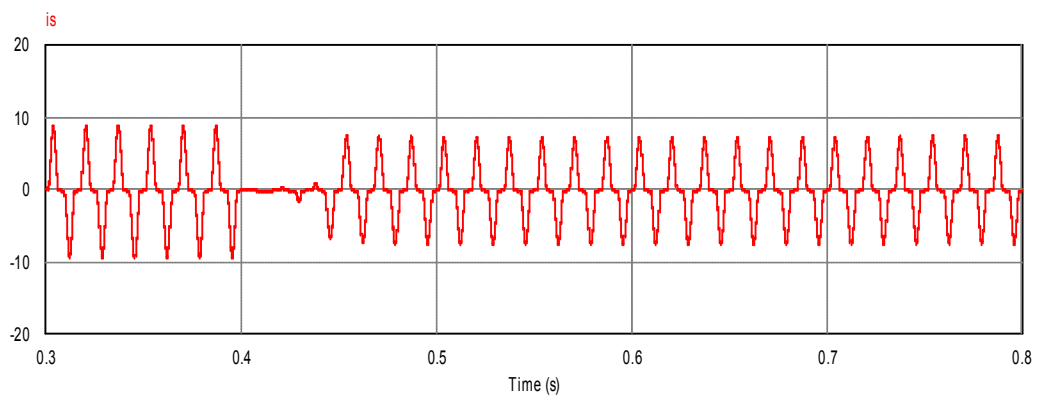
Fig. 4.5 The PSIM schematic diagram of the PFC converter for Dual DC output in case of increasing load



(a)



(b)

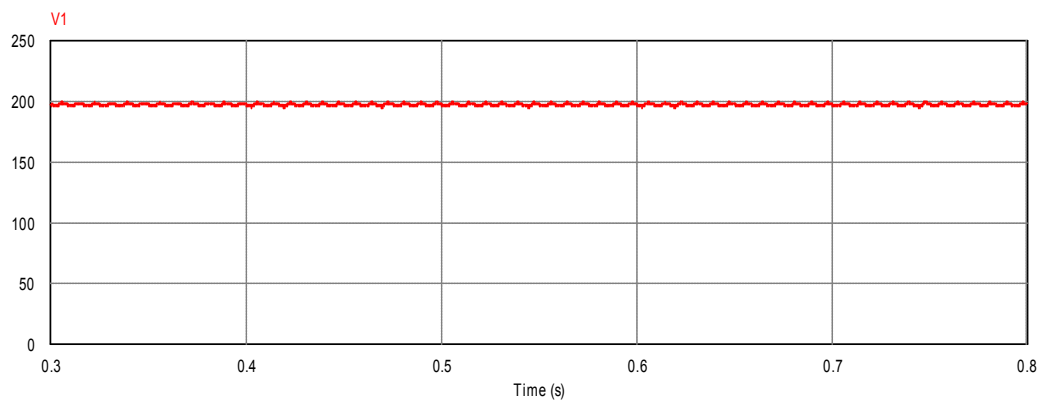


(c)

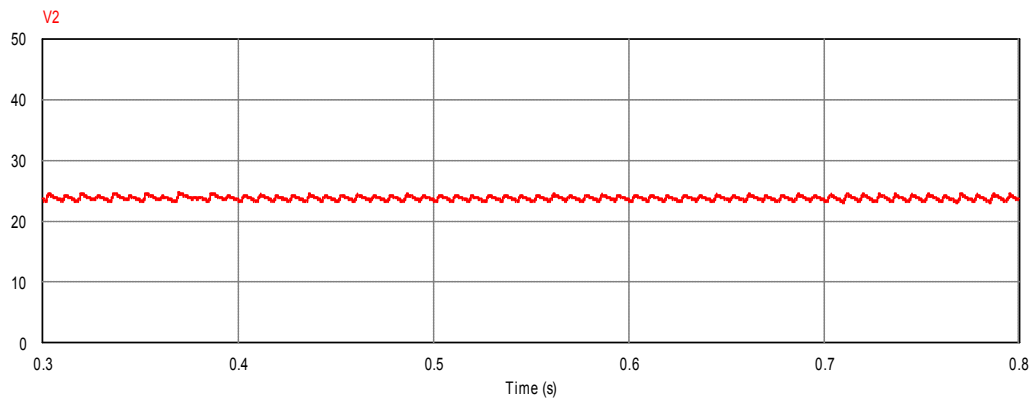
Fig. 4.4 Simulation results of the proposed dual output converter for decreasing of voltage command during operation
 (a) Boost Voltage (b) Buck Voltage (c) AC Input Current

그림 4.6은 부스트 전압 200[V] 출력 중 0.4초에 고압 측의 부하저항을 100[Ω]에서 80[Ω]으로 감소시키고, 벡 전압 24[V] 출력 중 0.7초에 저압 측의 부하저항을 80[Ω]에서 64[Ω]으로 감소시킴으로써 각 컨버터의 출력을 증가시킨 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 출력전압의 변화가 거의 없으며 입력전류의 크기도 빠르게 상승함을 볼 수 있다.

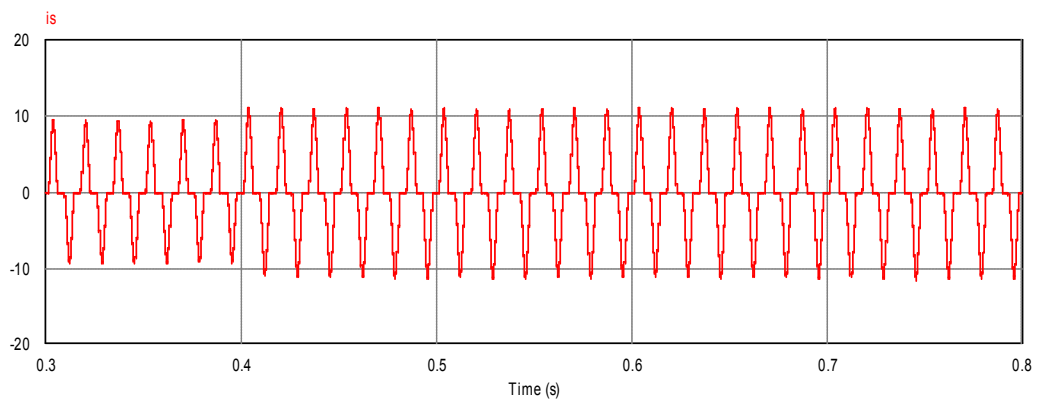
그림 4.7은 부스트 전압 200[V] 출력 중 0.4초에 고압 측의 부하저항을 100[Ω]에서 120[Ω]으로 증가시키고, 벡 전압 24[V] 출력 중 0.7초에 저압 측의 부하저항을 80[Ω]에서 96[Ω]으로 증가시킴으로써 각 컨버터의 출력을 감소시킨 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 과도상태에서 출력전압의 변동이 거의 없을 정도로 제어되고 있으며, 입력전류도 신속하게 반응하고 있음을 알 수 있다.



(a)

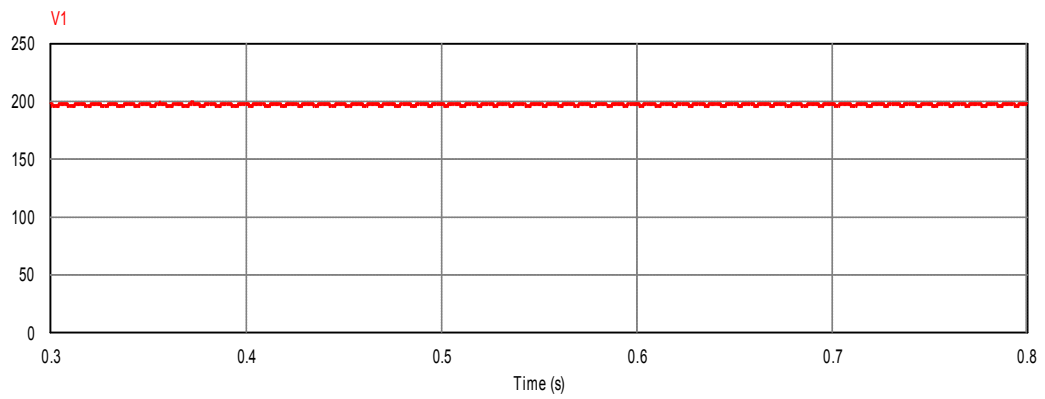


(b)

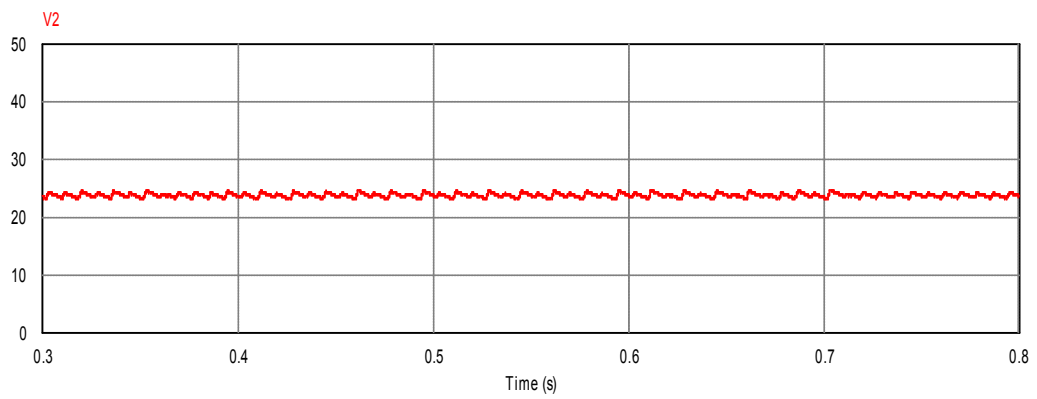


(c)

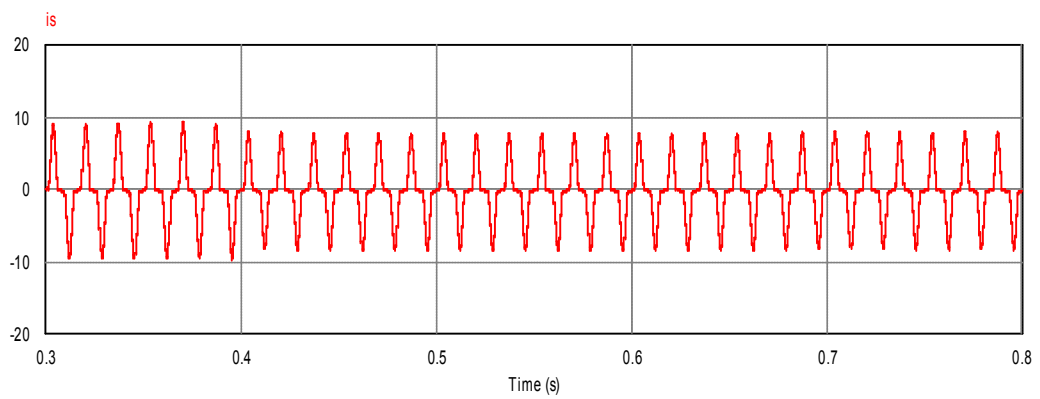
Fig. 4.6 Simulation results of the proposed dual output converter for increasing of load command during operation
 (a) Boost Voltage (b) Buck Voltage (c) AC Input Current



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.7 Simulation results of the proposed dual output converter for decreasing of load command during operation
 (a) Boost Voltage (b) Buck Voltage (c) AC Input Current

5. 결론

본 논문은 DC 배전시스템을 위해 유용하게 활용될 수 있는 고압 및 저압의 이중출력 AC-DC PFC(역률보상) 컨버터를 제안하였다. 컨버터의 토폴로지와 동작 원리를 자세히 기술하였고, 스위칭 소자의 상태에 따라 각 구간에서 발생하는 현상을 회로이론을 통해 분석함으로써 제안한 컨버터가 AC 입력보다 높은 DC 전압 및 낮은 DC 전압을 동시에 출력할 수 있음을 입증하였다. 또한 Powersim사의 PSIM 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 수행함으로써 제안한 컨버터의 이론 및 해석의 유효성을 확인하였으며, 아래와 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- 1) 제안한 컨버터는 비교적 간단한 제어방식에 의해 AC 입력전압보다 높은 DC 전압 및 낮은 DC 전압을 동시에 얻을 수 있었다.
- 2) 운전 중 출력전압의 증가 및 감소가 요구될 경우, 짧은 시간 내에 원하는 출력전압을 얻을 수 있음을 확인하였다.
- 3) 운전 중 부하가 증가하거나 감소하여도 지속적이고 안정된 DC 전압의 출력이 가능함을 알 수 있었다.
- 4) AC 입력전압의 파형과 동일하게 인덕터 전류를 제어함으로써 입력전류의 역률을 상승시켜 전력의 품질이 향상될 수 있었다.

차후, 실험을 통해 본 논문에서 제안한 컨버터의 성능을 실제적으로 입증할 수 있으리라 사료되며 이를 향후 과제로 삼고자 한다.

참고문헌

- [1] Scott Backhaus et al., “ DC micro-grids scoping study—Estimate of technical and economic benefits,” U S Department of Energy, 2015
- [2] Krina Garbesi, Vagelis Vossos, and Hongxia Shen, Catalog of dc appliances and power systems,” Oct 2011
- [3] Robert W Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundermentals of power electronics*, Springer Science & Business Media, 2007
- [4] Maria Bella Ferrerao Prieto, Salvador Perez Litran, Eladio Duran Aranda, and Juan Manuel Enrique Gomez, “ New single-input, multiple-output converter topology: combining single-switch non-isolated dc-dc converter for single-input, multiple-output applications,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol 10, no.2, pp.6-20, June, 2016
- [5] Daolian Chen, “Present states and development of the single-stage uninterruptible ac-dc converter,” in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1915-1918, Feb. 2009
- [6] Tang Yi, Dexuan Zhu, Chi Jin, Peng Wang, and Frede Blaabjerg, “ A three -level quasi-two-stage single-phase PFC converter with flexible output voltage and improved conversion efficiency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.30, no.2, pp.717-726, Feb. 2015.
- [7] 허 재정, “새로운 DC-DC 양방향 컨버터에 대한 연구” 한국해양대학교 대학원 기관시스템공학과, Feb. 2017.