

工學碩士 學位論文

스위칭 손실 저감에 의한 단상 부스트  
컨버터의 효율개선에 관한 연구

A Study on the Efficiency Improvement Method for Single-phase  
Boost Converter by Reducing Switching Loss

指導教授 金 成 煥

2004年 8月

韓國海洋大學校 大學院

機關시스템工學科

朴 根 午

# 목 차

목 차 .....	i
그림목차 .....	iii
표목차 .....	v
Abstract .....	vi
기호 및 약어 .....	viii
1. 서 론 .....	1
1.1 연구배경 및 동향 .....	1
1.2 연구목적 .....	2
1.3 논문의 구성 .....	3
2. DC-DC 컨버터의 종류 .....	4
2.1 벡 컨버터 .....	4
2.2 부스트 컨버터 .....	7
2.2 벡 부스트 컨버터 .....	11
3. 기존의 스위칭손실 저감 방법 .....	15
3.1 반도체 스위치의 스위칭 손실 .....	15
3.2 ZVS 컨버터 .....	18
3.3 ZCS 컨버터 .....	20
4. 부스트 컨버터의 스위칭손실 저감에 의한 효율개선 .....	22
4.1 회로구성 .....	22
4.2 컨버터의 제어방법 .....	23
4.3 제어기의 실행 .....	26
5. 시뮬레이션 .....	29

6. 결 론 .....	46
참고문헌 .....	47

## 그림 목차

Fig. 2.1 Basic circuit of buck converter .....	4
Fig. 2.2 Operating circuit of buck converter .....	5
Fig. 2.3 Inductor voltage of buck converter .....	6
Fig. 2.4 Basic circuit of boost converter .....	8
Fig. 2.5 Inductor voltage of boost converter .....	8
Fig. 2.6 Operating circuit of boost converter .....	9
Fig. 2.7 Basic circuit of buck-boost converter .....	11
Fig. 2.8 Inductor voltage of buck-boost converter .....	12
Fig. 2.9 Operating circuit of buck-boost converter .....	12
Fig. 3.1 Switching characteristics of a general switch .....	16
Fig. 3.2 Basic circuit of ZVS converter .....	19
Fig. 3.3 Basic circuit of ZCS converter .....	20
Fig. 4.1 The conventional single-phase boost converter .....	22
Fig. 4.2 The proposed boost converter .....	23
Fig. 4.3 Current reference and reactor current waveforms .....	24
Fig. 4.4 Block diagram of the controller .....	27
Fig. 4.5 Overall configuration of proposed control system .....	27
Fig. 5.1 The PSIM schematic diagram for the proposed converter	29
Fig. 5.2(a) Simulation waveforms of the conventional boost converter(600[W], resistive load) .....	33
Fig. 5.2(b) Simulation waveforms of the conventional boost converter(600[W], resistive load) .....	34
Fig. 5.3(a) Simulation waveforms of the proposed boost converter(600[W], resistive load) .....	35
Fig. 5.3(b) Simulation waveforms of the proposed boost converter(600[W], resistive load) .....	36
Fig. 5.4(a) Simulation waveforms of the conventional boost converter(1200[W], resistive load) .....	37
Fig. 5.4(b) Simulation waveforms of the conventional boost	

	converter(1200[W], resistive load) .....	38
Fig. 5.5(a)	Simulation waveforms of the proposed boost converter(1200[W], resistive load) .....	39
Fig. 5.5(b)	Simulation waveforms of the proposed boost converter(1200[W], resistive load) .....	40
Fig. 5.6(a)	Simulation waveforms of the conventional boost converter(1200[W], resistive & inductive load) .....	41
Fig. 5.6(b)	Simulation waveforms of the conventional boost converter(1200[W], resistive & inductive load) .....	42
Fig. 5.7(a)	Simulation waveforms of the proposed boost converter(1200[W], resistive & inductive load) .....	43
Fig. 5.7(b)	Simulation waveforms of the proposed boost converter(1200[W], resistive & inductive load) .....	44
Fig. 5.8	Efficiencies of the proposed and conventional converters	45

## 표목차

Table 5.1 Specification of the switching devices .....	30
Table 5.2 Simulation parameters for the proposed converter .....	31

**A Study on the Efficiency Improvement Method for  
Single-phase  
Boost Converter by Reducing Switching Loss**

Keun-Oh Park

Department of Marine Engineering, Graduate School,  
Korea Maritime University

**Abstract**

Switched mode converters have been widely employed to reduce the harmonics of the input current and are increasingly focused on the prevention of accidents and failure in the power system apparatuses. It is desirable that the switching frequency of the switch mode converters be set at a high frequency for effective harmonics reduction. High frequency operation, however, causes large switching power losses and degradation of the efficiency of the power conversion. To improve the efficiency, circuit configurations that can equivalently increase the switching frequency or use soft commutation techniques have been discussed.

This paper proposes a new technique for improving the efficiency of single phase high frequency switch mode boost converter. This converter includes an additional boost converter that follows the main high frequency switching device. The additional converter, which is controlled at lower frequencies, bypasses almost all the current in

the main switch and the high frequency switching loss is greatly reduced. Both switching devices are controlled by a simple method; each controller consists of a one-shot multivibrator, a comparator and an AND gate, and the maximum switching frequency can be limited without any clock generator. The converter works cooperatively in high efficiency and acts as though it were a conventional high frequency switch mode converter with one switching device.

This paper describes the proposed converter configuration, design, and discusses the steady state performance concerning the switching loss reduction and efficiency improvement. and the proposed method is verified by computer simulation.



## 기호 및 약어

$C$	: 커패시터[F]
$C_r$	: 공진 커패시터[F]
$D$	: 다이오드
$D_a$	: 다이오드
$f_{max}$	: 최대 스위칭 주파수[Hz]
$f_{max-a}$	: 최대 스위칭 주파수[Hz]
$f_s$	: 스위칭 주파수[Hz]
$i_L$	: 인덕터 전류[A]
$i_L^*$	: 인덕터 전류 설정치[A]
$i_{L-a}$	: 인덕터 전류[A]
$i_s$	: 전원 전류[A]
$i_{SW}$	: 스위치 전류[A]
$i_{SW-a}$	: 스위치 전류[A]
$I_D$	: 다이오드 전류[A]
$I_i$	: 입력 전류[A]
$I_{in}$	: 입력 전류[A]
$I_L$	: 인덕터 전류[A]
$I_o$	: 출력 전류[A]
$I_o$	: 전류원
$I_{SW}$	: 스위치 전류[A]
$k$	: 시비율(duty cycle)
$L$	: 인덕터[H]
$L_a$	: 인덕터[H]
$L_r$	: 공진 인덕터[H]
$P_i$	: 입력 에너지[W]

$P_o$	: 출력 에너지[W]
$P_{on}$	: 스위치 온상태의 평균전력[W]
$P_s$	: 평균 스위칭 전력손실[W]
$P_T$	: 스위치의 총 평균 전력손실[W]
$R$	: 저항[ $\Omega$ ]
$R_L$	: 부하 저항[ $\Omega$ ]
$S$	: 스위치
$S_a$	: 스위치
$t_{d(off)}$	: 전압 증가시간과 전류 강하시간의 합[s]
$t_{d(on)}$	: 전류 상승시간과 전압 강하시간의 합[s]
$t_{d(off)}$	: 턴오프 상태의 지연시간[s]
$t_{d(on)}$	: 턴온 상태의 지연시간[s]
$t_{fi}$	: 전류 강하시간[s]
$t_{fv}$	: 전압 강하시간[s]
$t_{off}$	: 스위치 차단시간[s]
$t_{on}$	: 스위치 도통시간[s]
$t_{ri}$	: 전류 상승시간[s]
$t_{rv}$	: 전압 증가시간[s]
$T_{off}$	: 스위치 차단시간[s]
$T_{off-a}$	: 스위치 차단시간[s]
$T_{on}$	: 스위치 도통시간[s]
$T_s$	: 스위칭 주기[s]
$T_w$	: 펄스폭[s]
$v$	: 출력전압[V]
$v_a$	: 스위치 양단 전압[V]
$\tilde{v}_a$	: 스위치 양단 평균전압[V]
$v_b$	: 브릿지 다이오드 양단 전압[V]

$v_{SW}$	: 스위치 전압[V]
$V_d$	: 직류 전원 전압[V]
$V_D$	: 다이오드 양단 전압[V]
$V_d^*$	: 부하 전압의 설정치[V]
$V_i$	: 입력 전압[V]
$V_L$	: 인덕터 전압[V]
$V_o$	: 출력 전압[V]
$V_{on}$	: 스위치 도통구간의 스위치 전압[V]
$V_s$	: 전원 전압[V]
$W_{c(off)}$	: 스위치 오프 시의 소비 에너지[W]
$W_{c(on)}$	: 스위치 온 시의 소비 에너지[W]
$W_i$	: 입력 전류의 리플 허용치
$W_{i-a}$	: 입력 전류의 리플 허용치
ESR	: Equivalent Series Resistance
LPF	: Low Pass Filter
LPS	: Linear Power Supply
SMPS	: Switched Mode Power Supply
ZCS	: Zero Current Switching
ZVS	: Zero Voltage Switching

# 1. 서 론

## 1.1 연구배경 및 동향

직류전압을 다른 임의의 직류전압으로 변환할 수 있는 기능을 가진 전력 변환기를 DC-DC 컨버터 또는 직류 초퍼(Chopper)라고 부른다. DC-DC 컨버터는 연속적 가변 권수비를 가진 교류 변압기와 등가인 직류 변압기로 볼 수 있고 따라서 변압기와 같이 직류전압을 승압 또는 감압할 수 있다. DC-DC 컨버터의 종류에는 출력전압이 입력전압보다 낮게 나타나는 벡(Buck) 컨버터, 출력전압이 입력전압보다 높게 나타나는 부스트(Boost) 컨버터, 이 두 컨버터의 출력특성을 함께 가지는 벡 부스트(Buck-Boost) 컨버터가 있다. DC-DC 컨버터는 주로 직류 전원장치로 사용되고 있는데 이를 스위치모드 전원공급 장치(Switched Mode Power Supply : SMPS)라고도 부른다.

부하단에 전력을 공급하는 전원장치는 선형 전원공급 방식(Linear Power Supply : LPS)과 스위치모드 전원공급 방식이 있다. LPS 방식은 진공관 시대인 1930년대부터 사용되어 1970년경까지 직류 안정화 전원으로 사용되었다. 그러나 이후의 집적회로 기술 등의 진보에 따라 각종 스위칭 전원용 트랜지스터가 개발되고, 에너지 소비를 낮출 목적으로 오늘날에는 전자, 통신기기의 직류 안정화 전원으로서 SMPS방식이 주로 사용되고 있다. 이 방식은 전원장치 스위치의 온-오프 스위칭을 통하여 시비율을 변화시켜 출력 전압을 조정한다. 즉, 일정 주파수의 클럭으로 스위치를 도통시키고 스위칭 전류가 설정값에 도달하는 순간에 차단시키는 제어방법인데 최대 출력 전류가 설정값에 의해 결정되므로 스위치 소자의 최대 전류를 직접 제어할 수 있으며 컨버터의 병렬 운전이 가능하다는 특징을 가지고 있다. 이러한 장점으로 인해 스위치모드 전원장치가 차츰 확산되어 가고 있는 추세이다[1-9]. 전원장치의 스위치로는 반도체소자인 바이폴라 트랜지스터, 전력용 MOSFET, GTO, 사이리스터 등이 사용되며, 이러한 반도체소자로 인하여 전원장치의 고효율, 소형 및 경량화가 이루어 졌다. 스위칭 소자가 이상적으로 온-오프작용을 하면, 전력손

실이 거의 없고 효율은 85[%] 이상으로 LPS방식의 50~60[%]보다 훨씬 높다.

초기의 SMPS 시스템은 입력전류에 다량의 고조파가 포함되어 주변기기에 악영향을 미치는 등 많은 문제가 대두되었다. 입력전류에 함유된 고조파들을 효과적으로 저감시키기 위해서는 스위치 모드 컨버터의 스위칭 주파수를 상승시켜야 한다. 그러나 스위칭 주파수를 높이면 스위칭 손실을 증가시켜 전원장치의 전체적인 효율저하를 초래하게 된다.

근래에는 스위치에서 발생하는 스위칭 손실을 줄이기 위해서 ZVS(Zero Voltage Switching), ZCS(Zero Current Switching)와 같은 소프트 스위칭(Soft switching) 방법이 사용되기 시작하였다. 하지만 이 방법들은 스위칭 손실개선이라는 면에서는 다소 성과가 있지만, 도통손실이 커지는 등의 문제로 전원장치의 효율을 개선하는 데에는 아직도 보완해야 할 부분이 많다. 최근에 이러한 문제를 극복하기 위한 노력이 계속 전개되고 있다[10-14].

## 1.2 연구목적

본 논문에서는 고주파 단상 부스트 컨버터의 스위칭 손실을 감소시켜 컨버터의 효율을 증가시킬 수 있는 새로운 방식을 제안한다. 이것은 기존의 부스트 컨버터에 별도의 스위칭 장치를 첨가한 형태를 가진다.

기존 컨버터의 고속 스위칭 장치는 변함없이 전력변환을 수행하지만, 새로이 부가된 스위칭 장치가 저속으로 동작하면서 고속 스위칭 소자에 흘렀던 전류의 대부분을 우회시킨다. 따라서, 고주파 스위칭 소자에 큰 전류가 흐름으로써 발생하는 열손실을 감소시킬 수 있으며, 또한, 기존의 방식에 의해 얻은 결과와 유사한 전류제어성능을 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안한 제어방식은 제어시스템이 매우 간단하다. 각 제어기는 멀티바이브레이터, 비교기 및 AND 게이트로 구성되고, 스위칭 소자의 오프 지속시간이 멀티바이브레이터에 의해 일정하게 유지되므로 최대 스위칭 주파수는 별도의 클럭 발생장치 없이 일정한 값으로 제한된다.

본 논문에서는 제안된 부스트 컨버터의 회로구성과 동작원리 및 동작특성을 설명하고 회로해석 및 소자특성 시뮬레이션을 손쉽게 구현할 수 있

는 소프트웨어 PSIM을 사용하여 기존의 컨버터에 비해 효율이 향상됨을 입증하려고 한다.

### **1.3 논문의 구성**

1장 서론에서는 연구배경 및 동향과 연구목적을 기술하고, 2장에서는 컨버터의 종류에 대해서 서술한다.

3장에서는 기존의 컨버터 스위칭 손실 저감 방법을 간략히 소개하고 4장에서는 본 논문에서 제안하는 스위칭손실 저감에 의한 부스트 컨버터의 효율향상 방법을 설명한다.

5장에서는 기존의 단상 부스트 컨버터의 동작특성과 본 논문에서 제안한 컨버터의 동작특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 서로 비교하여 기존의 컨버터에 비해 제안된 컨버터의 효율이 향상됨을 입증한다. 그리고 6장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## 2. DC-DC 컨버터의 종류

### 2.1 벅 컨버터

그림 2.1은 벅 컨버터의 기본회로이다. 스위치  $S$ 가 도통일 때 입력 전압에 의하여 인덕터  $L$ 에 에너지가 축적되면서 입력측으로부터 에너지가 출력측으로 전달되고 이때 환류 다이오드  $D$ 는 차단된다. 다음 순간에 스위치  $S$ 가 차단되면 도통과정에서 인덕터  $L$ 에 축적된 에너지가 환류 다이오드  $D$ 를 통하여 출력측으로 전달된다. 이와 같이 스위치  $S$ 의 도통과 차단 시간비율을 조정하여 원하는 직류 출력전압을 얻을 수 있다.

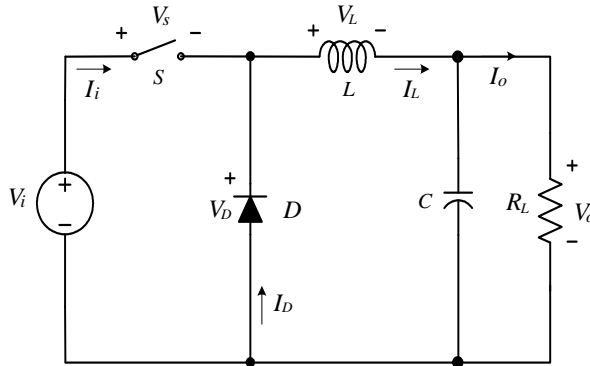


그림 2.1 벅 컨버터의 기본 회로

Fig. 2.1 Basic circuit of buck converter

한 주기 동안의 입력에너지  $P_i$ 와 출력에너지  $P_o$ 는 다음 식과 같다.

$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_i I_i dt = V_i I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

$$P_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o I_o dt = V_o I_o$$

(2.2)

컨버터의 손실을 무시하면  $P_i = P_o$ 가 된다.  $T_s$ 는 컨버터의 스위칭 주기이고,  $t_{on}$ 은 스위치가 도통되는 기간을 의미한다. 식(2.1) 및 식(2.2)에서 입력전압  $V_i$ 와 출력전압  $V_o$ 의 관계는 식(2.3)과 같다.

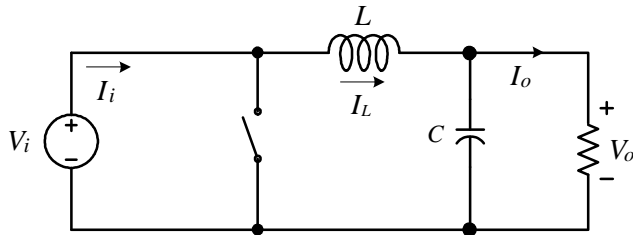
$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_i = k \cdot V_i$$

(2.3)

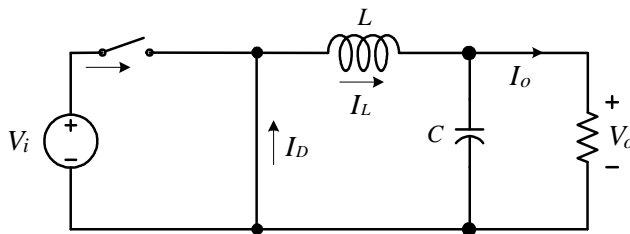
여기서  $k$ 는 시비율(duty cycle)이다.

식(2.3)에서  $k = t_{on} / T_s$ 가 되며 벡 컨버터에서 시비율은 0에서 1사이의 값이 된다.

벡 컨버터에서 스위치  $S$ 를 도통상태로 하였을 때와 차단상태로 하였을 경우의 등가회로는 그림 2.2와 같다. 그림 2.2(a)의 회로는 스위치를 닫았을 때이며 그림 2.2(b)의 회로는 스위치를 열었을 때의 등가회로이다.



(a)



(b)



그림 2.2 벅 컨버터의 동작 회로

Fig. 2.2 Operating circuit of buck converter

인덕터  $L$  과 커패시터  $C$  는 출력전류와 출력전압에 대한 맥동성분을 제거하기 위한 것이나 실제 회로에서는 어느 정도의 맥동성분은 함유하게 된다.

그림 2.3은 인덕터의 전압파형을 나타낸다. 스위칭 주기를  $T_s$  라 하고 스위치의 도통상태의 주기를  $t_{on}$  이라 하면  $t_{on} = k \cdot T_s$  가 된다.

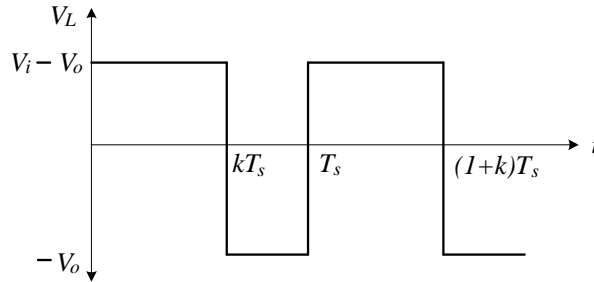


그림 2.3 벅컨버터의 인덕터 전압

Fig. 2.3 Inductor voltage of buck converter

그림 2.2(a)의 회로에서 인덕터의 전압  $V_L$  은 식(2.4)와 같다.

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

스위치를 닫는 순간( $t = 0$ )에 인덕터에 흐르는 전류를  $I_o$  라 하면,  $t = k T_s$  인 순간의 인덕터 전류  $i_L$  은 다음 식과 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t (V_i - V_o) dt + I_o$$

$$= \frac{V_i - V_o}{L} k T_s + I_o$$

(2.5)

$V_i > V_o$ 이므로 이 구간에서는 인덕터 전류가 상승한다. 그림 2.2(b)의 회로는 스위치가 차단상태이고, 컨버터가  $(1 - k) T_s$ 의 구간에서 동작하는 경우이다. 인덕터 전압  $V_L$ 은 식(2.6)으로 표현된다.

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

(2.6)

인덕터 전류는 스위치 차단순간( $t = kT_s$ )에 최대값이 되고 이 때의 전류를  $I_1$ 이라 하면  $t = T_s$ 인 순간의 인덕터 전류  $i_L$ 은 식(2.7)과 같다.

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{kT_s}^t (-V_o) dt + I_1 \\ &= -\frac{V_o}{L} (1 - k) T_s + I_1 \end{aligned}$$

(2.7)

벅 컨버터에서 시비율  $k$ 는 0에서 1사이의 값이므로 이 구간에서 인덕터 전류는 감소한다.

## 2.2 부스트 컨버터

그림 2.4는 부스트 컨버터의 기본회로이다. 스위치  $S$ 가 도통상태이면 입력전압에 의하여 인덕터  $L$ 에 에너지가 축적되고 다이오드  $D$ 는 차단된다. 이때 출력측에서는 커패시터  $C$ 에 축적된 전하가 부하저항  $R_L$ 을

통하여 방전된다. 다음 순간에 스위치  $S$ 가 차단상태이면 인덕터  $L$ 에 축적되었던 에너지가 다이오드  $D$ 를 통하여 출력측으로 방출된다. 이와 같이 스위치  $S$ 의 도통과 차단 시간비율을 조정하여 원하는 직류 출력 전압을 얻을 수 있다.

그림 2.5는 부스트 컨버터의 스위치가 도통상태 및 차단상태인 경우 인덕터 전압의 변화를 나타낸 것이다.

스위치  $S$ 는  $kT_s$  구간까지는 도통되고  $(1-k)T_s$  구간까지는 차단되므로 다음의 관계가 성립한다.

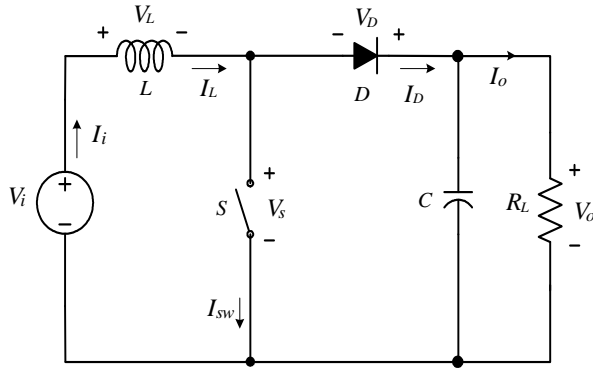


그림 2.4 부스트 컨버터의 기본 회로  
Fig. 2.4 Basic circuit of boost converter

$$V_i k T_s = (V_o - V_i)(1 - k) T_s \quad (2.8)$$

식(2.8)에서 출력전압  $V_o$ 는 다음 식과 같다.

$$V_o = \frac{1}{1 - k} V_i \quad (2.9)$$

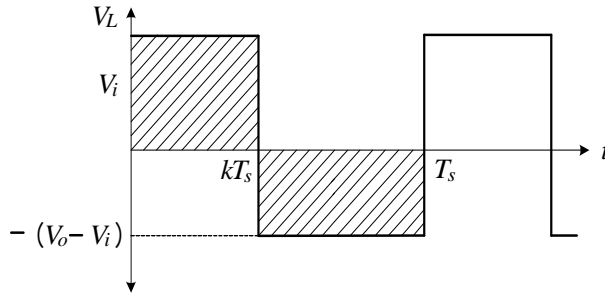
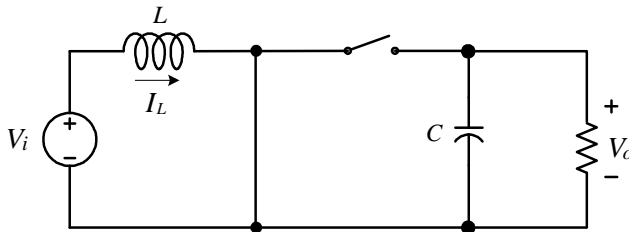
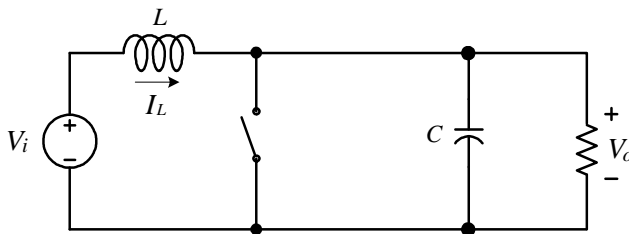


그림 2.5 부스트 컨버터의 인덕터 전압  
 Fig. 2.5 Inductor voltage of boost converter

시비율  $k$ 가 항상 1보다 작은 값이므로 출력전압은 항상 입력전압보다 커지게 된다. 부스트 컨버터에서 스위치  $S$ 를 도통상태로 하였을 경우와 차단상태로 하였을 때의 등가회로는 그림 2.6과 같다.



(a)



(b)

그림 2.6 부스트 컨버터의 동작 회로  
 Fig. 2.6 Operating circuit of boost converter

인덕터  $L$  과 커패시터  $C$ 가 충분히 크면 인덕터에는 일정한 전류가 흐르고 커패시터에는 일정한 전압이 걸리게 된다. 실제 회로에서는 인덕터

전류와 출력전압에는 어느 정도의 맥동성분은 함유하게 된다.

그림 2.6(a)의 등가회로에서 인덕터 전압  $V_L$ 은 다음 식과 같다.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

여기서 인덕터 전압  $V_L$ 은 입력전압  $V_i$ 와 같다. 스위치를 닫는 순간 ( $t=0$ )에 인덕터에 흐르는 전류를  $I_o$ 라고 하면,  $t = kT_s$ 인 순간의 인덕터 전류  $i_L$ 은 식(2.11)로 표현된다.

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + I_o \\ &= \frac{V_i}{L} kT_s + I_o \end{aligned} \quad (2.11)$$

이 구간에서는 인덕터 전류가 상승한다. 그림 2.6(b)의 회로는 스위치가 차단상태이고, 컨버터가  $(1-k)T_s$ 의 구간에서 동작하는 경우이다. 여기서 인덕터 전압  $V_L$ 은 다음 식과 같다.

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.12)$$

인덕터 전류는 스위치 차단 순간( $t = kT_s$ )에 최대값이 되고 이때의 전류를  $I_1$ 이라 하면  $t = T_s$ 인 순간의 인덕터 전류  $i_L$ 은 식(2.13)과 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{kT_s}^t (V_i - V_o) dt + I_1$$

$$= \frac{V_i - V_o}{L} (1 - k) T_s + I_1$$

(2.13)

부스트 컨버터에서는  $V_o > V_i$ 이고, 시비율  $k$ 는 0에서 1사이의 값이므로 이 구간에서 인덕터 전류는 감소한다.

부스트 컨버터가 이상적인 경우에는 시비율  $k$ 를 증가시킬수록 출력전압이 무한대로 증가하지만 실제로는 반도체 스위칭 소자의 순방향 포화전압, 인덕터의 권선저항, 커패시터의 ESR(Equivalent Series Resistance) 등의 영향으로 컨버터의 동작특성에 영향을 주게되어 전력변환에 손실을 가져오게 된다. 이러한 손실은 컨버터의 변환효율을 저감시킴과 동시에 부하전류의 증가에 따라 출력전압의 저하를 초래한다.

## 2.2 벅 부스트 컨버터

그림 2.7은 벅 부스트 컨버터의 기본회로이다. 스위치  $S$ 가 도통상태이면 입력전압에 의하여 인덕터  $L$ 에 에너지가 축적되고 다이오드  $D$ 는 차단된다. 이때 출력측에서는 커패시터  $C$ 에 축적된 전하가 부하저항  $R_L$ 을 통하여 방전된다. 다음 순간에 스위치  $S$ 가 차단상태이면 인덕터  $L$ 에 축적되었던 에너지가 다이오드  $D$ 를 통하여 출력측으로 방출된다. 이와 같이 스위치  $S$ 의 도통과 차단의 시간비율을 조정하여 원하는 직류 출력전압을 얻을 수 있다.

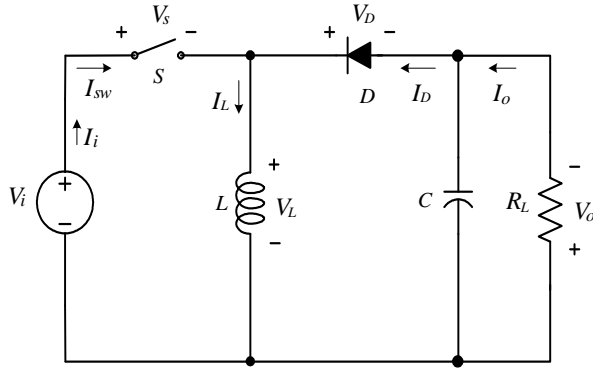


그림 2.7 벡 부스트 컨버터의 기본 회로  
 Fig. 2.7 Basic circuit of buck-boost converter

그림 2.8은 벡 부스트 컨버터의 스위치가 도통상태 및 차단상태인 경우의 인덕터 전압의 변화를 나타낸다. 스위치  $S$ 는  $kT_s$  구간까지는 도통되고  $(1-k)T_s$  구간까지는 차단되므로 식(2.14)와 같은 관계가 성립한다.

$$V_i k T_s = V_o (1 - k) T_s \quad (2.14)$$

식(2.14)에서 출력전압  $V_o$ 는 식(2.15)와 같다.

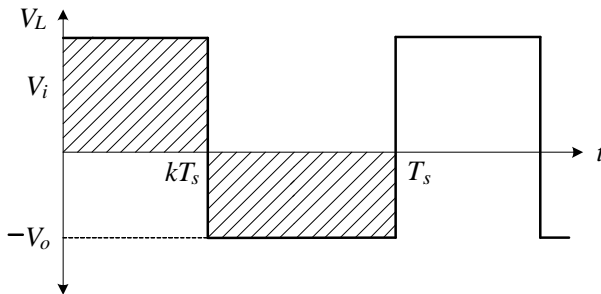


그림 2.8 벡 부스트 컨버터의 인덕터 전압  
 Fig. 2.8 Inductor voltage of buck-boost converter

$$V_o = \frac{k}{1-k} V_i$$

(2.15)

시비율  $k < 0.5$  인 범위에서는  $V_o < V_i$ 가 되고  $k > 0.5$  인 범위에서는  $V_o > V_i$ 가 됨을 알 수 있다. 한편  $k = 0.5$  인 경우에는  $V_o = V_i$ 가 된다.

벅 부스트 컨버터의 도통, 차단상태의 등가회로는 그림 2.9와 같다.

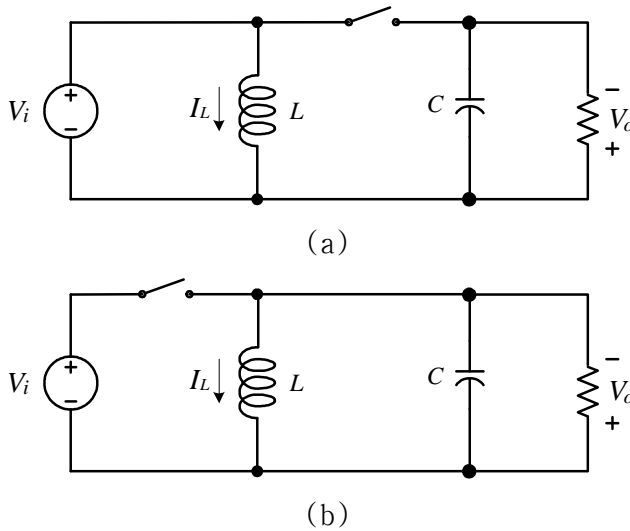


그림 2.9 벅 부스트 컨버터의 동작 회로

Fig. 2.9 Operating circuit of buck-boost converter

인덕터  $L$  과 커패시터  $C$  가 충분히 크면 인덕터에는 일정한 전류가 흐르고 커패시터에는 일정한 전압이 걸리게 된다. 실제 회로에서는 인덕터 전류와 출력전압에는 어느 정도의 맥동성분은 함유하게 된다.

스위치가 도통상태인 그림 2.9(a)에서 인덕터의 전압  $V_L$  은 다음 식과 같다.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

(2.16)



여기서  $i_L$ 은 인덕터 전류이고 인덕터 전압  $V_L$ 은 입력전압  $V_i$ 와 같다. 스위치를 닫는 순간( $t=0$ )에 인덕터에 흐르는 전류를  $I_o$ 라 하면,  $t=kT_s$ 인 순간의 인덕터 전류  $i_L$ 은 식(2.17)과 같다.

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + I_o \\ &= \frac{V_i}{L} kT_s + I_o \end{aligned} \quad (2.17)$$

이 구간에서는 인덕터 전류가 상승한다. 그림 2.9(b)는 스위치가 차단상태이고, 컨버터가  $(1-k)T_s$ 의 구간에서 동작하는 경우이다. 여기서 인덕터 전압  $V_L$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.18)$$

인덕터 전류는 스위치 차단 순간( $t=kT_s$ )에 최대값이 되고 이 때의 전류를  $I_1$ 이라 하면  $t=T_s$ 인 순간의 인덕터 전류  $i_L$ 은 식(2.19)와 같다.

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{kT_s}^t (-V_o) dt + I_1 \\ &= \frac{-V_o}{L} (1-k)T_s + I_1 \end{aligned} \quad (2.19)$$

시비율  $k$ 는 0에서 1사이의 값이므로 이 구간에서 인덕터 전류는 감소한다.

### 3. 기존의 스위칭손실 저감 방법

#### 3.1 반도체 스위치의 스위칭 손실

이상적인 반도체 스위치는 다음과 같은 특성을 가진다.

- 1) 스위치가 오프일 때 스위치 양단에 순환하는 큰 순방향, 역방향 전압은 저지되고 전류는 흐르지 않는다.
- 2) 스위치가 온일 때 스위치 양단에는 전압이 걸리지 않으며 큰 전류가 흐른다.
- 3) 스위치를 온상태로부터 오프상태로, 또는 오프상태에서 온상태로 변환하는 것은 순간적으로 이루어진다.
- 4) 스위치의 온-오프를 위해서 제어전원이 필요로 하는 전력은 거의 없다.

그러나 실제 사용되고 있는 반도체 스위치 소자들은 이러한 이상적인 특성을 가지지 못하므로 필연적으로 전력을 소모하게 된다.

반도체 소자에서 전력 소비를 알아보기 위한 회로를 그림 3.1(a)에 도시하였다. 스위치가 온일 때, 전 전류  $I_o$ 는 스위치를 통하여 흐르고 다이오드는 역바이어스된다. 스위치가 오프 되었을 때, 이상적인 다이오드에 걸리는 전압이 0[V] 라고 가정하면,  $I_o$ 는 다이오드를 통하여 흐르고 스위치에 걸리는 전압은 입력 전압과 동일한  $V_d$ 가 된다. 그림 3.1(b)는 스위치가  $f_s = 1/T_s$ 의 스위칭 주파수에서 동작할 때 스위치를 통하여 흐르는 전류 파형과 스위치에 걸리는 전압의 파형을 보여준다. 여기서  $T_s$ 는 스위칭 주기이며 스위칭 파형은 실제 파형을 선형화한 것이다.

스위치가 오프되었을 때 양의 제어신호를 스위치에 인가하여 스위치를 온시킨다. 스위치가 온되어 전류가 정상상태에 도달하기 위해서는 짧은 지연시간  $t_{d(on)}$ 과 전류상승시간  $t_{ri}$ 가 필요하다. 전류  $I_o$ 가 스위치를 통하여 전부 흐른 후에 다이오드는 역바이어스되고 스위치 전압은 전압강하

시간  $t_{fv}$ 를 거쳐 도통전압 값으로 떨어진다.

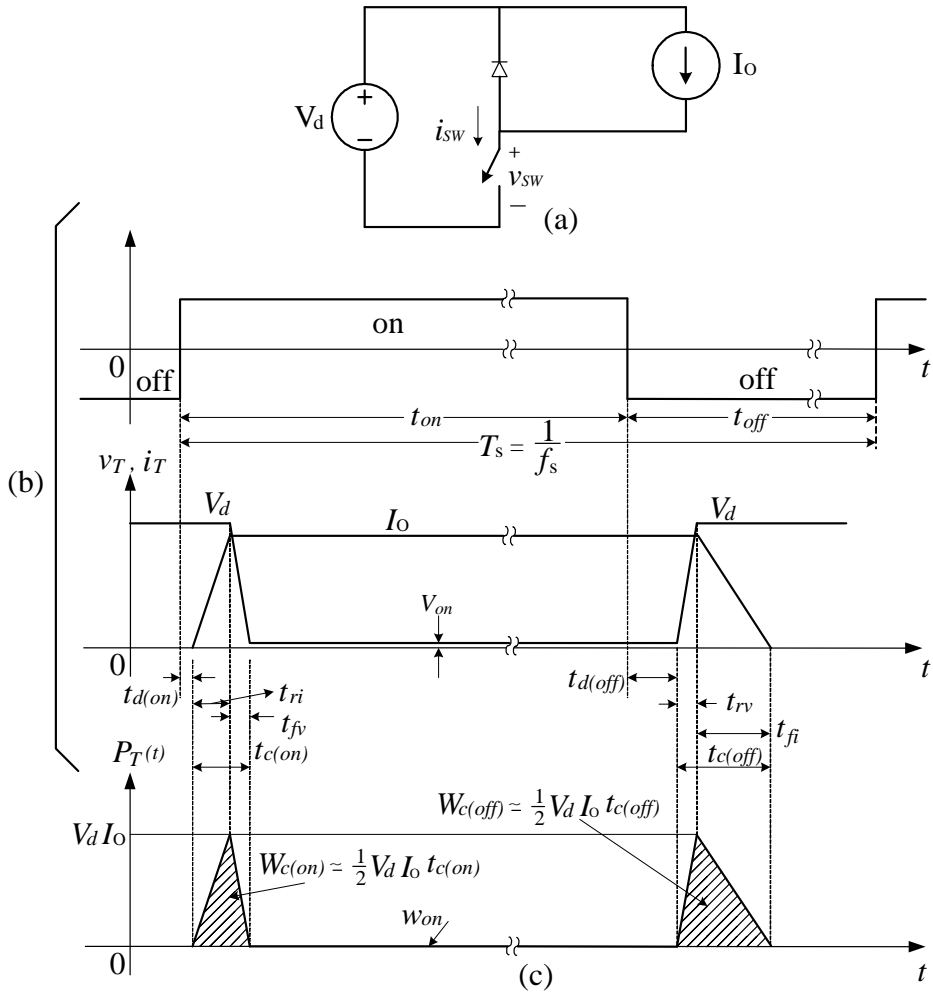


그림 3.1 일반적인 스위치 스위칭 특성

(a) 유도성 스위칭 회로, (b) 스위치 파형, (c) 순간적인 스위치 전력 손실

Fig. 3.1 Switching characteristics of a general switch

(a) inductive switching circuit, (b) switch waveform, (c) instantaneous switch power loss

그림 3.1(b)의 파형들은 스위치가 온이 될 경우에 큰 전압과 전류 값이 간격  $t_{c(on)}$ 에 걸쳐 동시에 존재함을 나타낸다.

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv}$$

(3.1)

스위치가 온되는 동안 소비되는 에너지는 그림 3.1(c)로부터 다음 식과 같다.

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(on)}$$

(3.2)

일단 스위치가 완전히 온되면, 온상태 전압  $V_{on}$ 은 반도체 소자의 특성에 기인하여 발생하고 전류  $I_o$ 가 흐르게 될 것이다. 스위치는 온구간인  $t_{on}$  동안 도통하고 이는 일반적으로 턴온시간 및 턴오프시간보다 크다. 이러한 도통구간에서 스위치의 에너지소비는 식(3.3)과 같다.

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on}$$

(3.3)

스위치를 오프하기 위해서는 음의 제어신호가 스위치에 인가된다. 일반적으로 스위치가 오프하여 스위치 양단에 정상상태의 전압이 걸리려면 지연시간  $t_{d(off)}$ 와 전압 증가시간  $t_{rv}$ 가 소요된다. 전압이  $V_d$ 의 값에 도달하면 다이오드는 순방향으로 바이어스되고 전류가 흐르기 시작한다. 전류  $I_o$ 가 스위치로부터 다이오드로 전환되므로 스위치에 흐르는 전류는 전류 강하시간  $t_{fi}$  동안 0으로 떨어진다. 교차구간  $t_{c(off)}$  동안 큰 전압과 전류가 스위치에 인가된다.

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi}$$

(3.4)

이러한 오프상태 구간동안 소비되는 에너지는 다음 식과 같다.

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \quad (3.5)$$

그림 3.1에서 오프상태의 지연구간  $t_{d(off)}$  동안 소비되는 에너지는  $W_{c(off)}$  와 비교하여 상당히 작으므로 무시할 수 있고 스위치의 전력소비는 턴온과 턴오프구간 동안 크게 발생함을 알 수 있다. 스위치에서 발생하는 평균 스위칭 전력손실은 식(3.2)와 식(3.5)로부터 구할 수 있다.

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (3.6)$$

스위치 전력 손실의 또 다른 원인은 스위치가 온상태 일때의 평균 전력 소비로서 온상태의 전압에 비례한다.

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.7)$$

식(3.7)에서 스위치에 걸리는 온상태 전압은 가능한 한 작게 하여야 함을 알 수 있다. 스위치의 오프상태 동안 누설전류는 무시할 정도로 작으므로 오프상태 동안 전력 손실은 실제로 무시할 수 있다. 그러므로 스위치에서 발생하는 총 평균 전력소비는 식(3.8)과 같다.

$$P_T = P_s + P_{on} \quad (3.8)$$

## 3.2 ZVS 컨버터

컨버터의 스위칭 주파수를 감소시키면 고조파를 함유한 왜곡된 전류가 입력단에 나타난다. 따라서 컨버터의 스위칭 주파수를 높여주게 되는데 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실을 상승시켜 전원장치의 효율저하를 가져온다.

스위칭 손실은 스위치에 걸리는 전압과 전류의 중복부분에서 발생된다. 이러한 전압, 전류의 중복 구간을 피하는 방법으로 영전압에서 스위치를 온-오프 하는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching : ZVS) 방법이 있다.

그림 3.2는 ZVS 컨버터 회로를 보여준다. 이 회로는 영전압에서 스위칭을 행하여 스위치에 걸리는 전압과 전류의 시간차이에서 발생하는 중복부분을 피하여 스위칭 손실을 감소시키지만 스위치에 병렬로 연결된 공진 커패시터  $C_r$  과 공진 인덕터  $L_r$  의 영향으로 공진이 발생하게된다. 그 영향으로 스위치에 걸리는 전압이 입력전압에 비해 고전압이 되고 따라서 스위칭 소자의 고내압화를 요구하게 되며 도통손실도 커지는 단점이 있다.

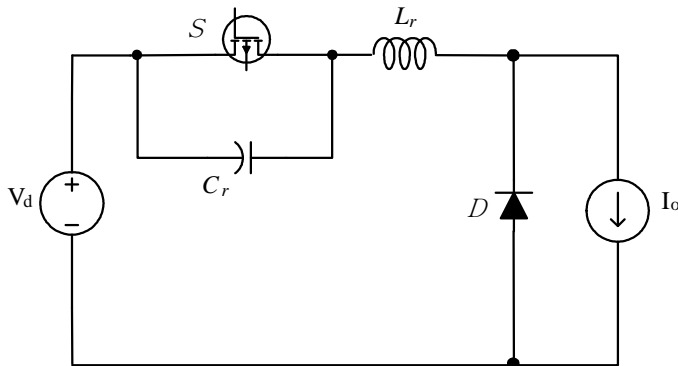


그림 3.2 ZVS 컨버터 기본회로

Fig. 3.2 Basic circuit of ZVS converter

ZVS 컨버터의 단점을 극복하기 위해서 클램프 스위치를 ZVS 컨버터에 부착한 ZVS-CV(Clamped Voltage) 컨버터가 사용된다. ZVS-CV 컨버

터의 동작은 클램핑 기간을 제외하면 기존의 ZVS 컨버터의 동작과 거의 비슷하지만 전형적인 ZVS 컨버터의 스위치에 가해지는 고전압 스트레스를 개선하기 위해서 기존의 스위치에 병렬로 클램프 스위치와 클램프 커패시터를 연결하여 주 스위치 전압을 클램프 시킨다. 따라서, ZVS-CV 컨버터를 이용하여 영전압에서 스위치를 온-오프 함으로써 스위칭 손실을 감소시킬 수 있고 스위치에 걸리는 전압 스트레스를 줄여 스위치의 저용량화를 실현할 수 있다. ZVS 컨버터의 단점을 극복하기 위한 또 하나의 방법으로 다중 공진형(Multi-Resonant) ZVS 컨버터를 사용한다. 기본적인 ZVS 컨버터의 주 스위치인 MOSFET는 영전압 스위칭을 하지만 전력용 다이오드는 구형과 형태의 역전압이 걸리기 때문에 역회복 특성에 기인한 기생진동이 발생하게 되어 회로손실이 발생하게 된다. 이러한 문제를 극복하기 위해서 다이오드 양단에도 공진 커패시터를 부가하여 다이오드도 영전압 스위칭으로 동작하도록 하는데 이를 MR-ZVS 방법이라 한다. 이 방법으로 스위칭 손실을 낮출 수 있으며 스위치와 다이오드에 소프트 스위칭 및 낮은 잡음레벨이 가능하다. 그러나 ZVS 공진형 컨버터를 부하가 크게 변동하는 시스템에서 사용하면 도통손실의 증가로 컨버터의 전체 효율이 떨어지는 단점이 발생한다.

### 3.3 ZCS 컨버터

스위칭 손실을 줄이기 위한 방법으로 영전류에서 스위치를 온-오프 하는 영전류 스위칭(Zero Current Switching : ZCS) 방법이 있다. 그림 3.3은 ZCS 컨버터 회로를 보여준다.

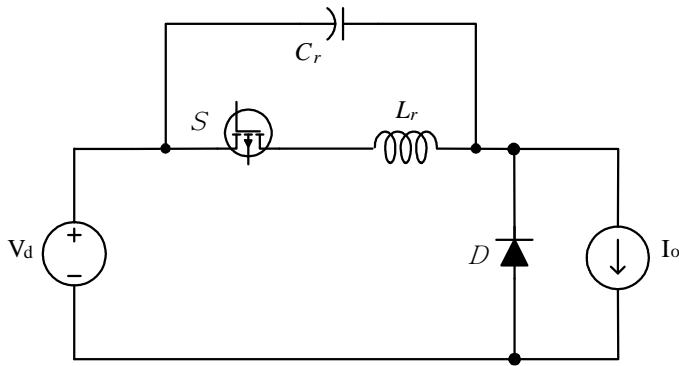


그림 3.3 ZCS 컨버터 기본회로

Fig. 3.3 Basic circuit of ZCS converter

이 회로는 영전류에서 스위칭을 행하여 스위치에 걸리는 전압과 전류의 시간차이에서 오는 중복을 피하여 스위칭 손실을 감소시킨다. 하지만 스위치에 병렬로 연결된 공진 커패시터  $C_r$ 과 공진 인덕터  $L_r$ 의 영향으로 공진 에너지가 발생되며 스위치에 큰 전류 스트레스가 발생하게 된다. 또한, 입력 전류의 변화와 상관없이 공진 전류에 의해 도통손실이 크게 발생하는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 극복하기 위해 컨버터에 보조회로를 구성하여 공진 전류를 보조회로로 흐르게 함으로써 주 스위치에 걸리는 전류 스트레스를 저감시키는 방법이 발표되었다. 하지만 이 방법은 두 개의 전력 다이오드를 사용하게 되며, 따라서 스위치의 전류 스트레스는 감소되지만 여전히 도통손실은 증가하게 된다.

ZVS, ZCS의 기법을 사용하는 공진형 컨버터에서는 위에서 기술한 것처럼 소프트 스위칭을 통해 스위칭 손실이 감소하고 또한, 소프트 스위칭을 통하여 EMI(Electromagnetic Interference)가 작아지게 되지만 컨버터의 도통손실이 증가되어 컨버터의 전체효율이 떨어지는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위한 여러 가지의 시도들이 최근까지 계속 진행되고 있다.



## 4. 부스트 컨버터의 스위칭손실 저감에 의한 효율개선

### 4.1 회로구성

그림 4.1은 널리 알려진 단상 스위치모드 부스트 컨버터를 나타내고 있다. 컨버터 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실을 상승시켜 효율저하를 가져오고, 스위칭 주파수를 감소시키면 고조파를 함유한 왜곡된 전류가 입력단에 나타난다. 그림에서 볼 수 있듯이 컨버터는 다이오드 정류기, 인덕터, 다이오드, 커패시터, 그리고 저항부하로 이루어져 있다.

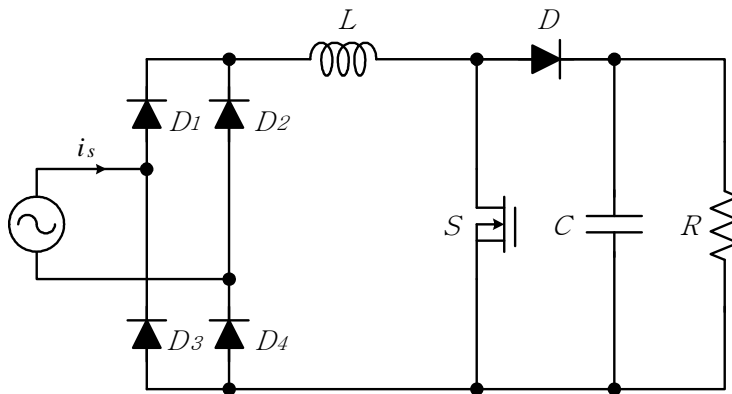


그림 4.1 기존의 단상 부스트 컨버터

Fig. 4.1 The conventional single-phase boost converter

본 논문에서는 스위칭 손실의 감소, 입력전류의 정현화 및 역률 개선을 동시에 만족시킬 수 있는 새로운 형태의 부스트 컨버터를 제안하며, 이 구성을 그림 4.2에 나타내었다.

그림 4.2에서  $D_1 - D_4$ 는 정류 다이오드,  $L, L_a$ 는 리액터,  $S$  및  $S_a$ 는 고주파 및 저주파 스위칭 장치,  $D, D_a$ 는 고속회복 다이오드,  $C$ 는 커패시터이다. 새로이 추가된 저주파 스위칭 소자  $S_a$ 는  $S$ 의 스위칭 주파수보다 월등히 낮게 동작하지만  $L$ 에 흐르는 대부분의 전류를 우회시켜 스

위치  $S$ 를 소형화 할 수 있게 하며 고주파수로 동작하는 스위치  $S$ 의 전류를 감소시켜 스위칭 손실을 감소시키고 컨버터의 전체 효율을 증가시킬 수 있게 한다.

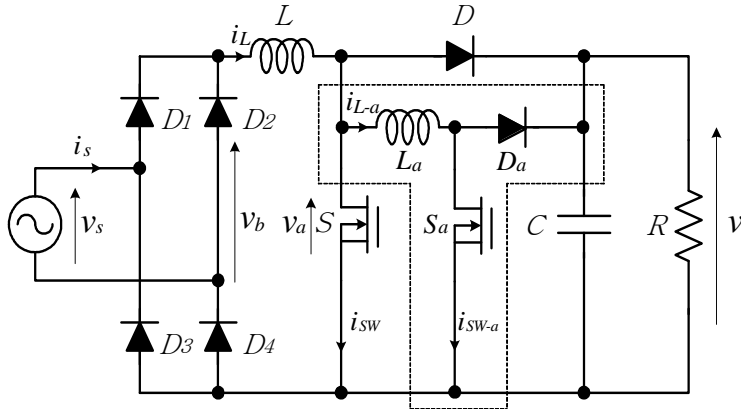


그림 4.2 제안된 부스트 컨버터

Fig. 4.2 The proposed boost converter

## 4.2 컨버터의 제어방법

우선 그림 4.2에서 주요한 부분인 인덕터  $L$ , 스위치  $S$  및 다이오드  $D$ 에 대해서 고찰한다. 스위치  $S$ 가 온시에는 리액터가 입력전압에 의해 자화되면서 에너지가 축적되고 리액터 전류는 상승한다. 오프시에는 리액터에 축적되었던 에너지가 환류 다이오드를 통해 부하(DC load)측으로 방출되면서 리액터 전류는 감소한다. 따라서 리액터 전류의 미분치 혹은 변화율  $di_L/dt$ 를 수식으로 표현하면 식(4.1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_b}{L} & (S: on) \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(v - v_b)}{L} & (S: off) \end{aligned}$$

(4.1)

여기서,  $i_L$ 은 리액터 전류,  $v_b$ 는 브릿지 정류기 출력전압,  $v$ 는 DC 출력전압,  $L$ 은 리액터 인덕턴스이다.

본 논문에서는 위에서 기술한 컨버터의 제어를 위해 constant-off-time control [15] 이라는 간단한 제어방식을 적용한다. 즉, 스위치  $S$ 가 온시 리액터 전류  $i_L$ 이 상승하는데 이 전류가 기준전류에 도달하면  $T_{off}$  라는 일정 시간동안 스위치가 오프 후 다시 온 된다. 그러므로 리액터 전류는 기준치를 초과하지는 않지만 그 값을 추종하게 된다. 제어기는 단안정 멀티바이브레이터와 비교기로 쉽게 구성된다.

그림 4.3은 앞에서 기술한 제어방식을 도시하는데  $i_L$ 과  $i_L^*$ 은 각각 리액터 전류 및 기준전류이며,  $i_L^*$ 는 역률을 1에 근접시키기 위하여 교류전압  $v_s$ 의 절대값에 비례한 값을 취한다.

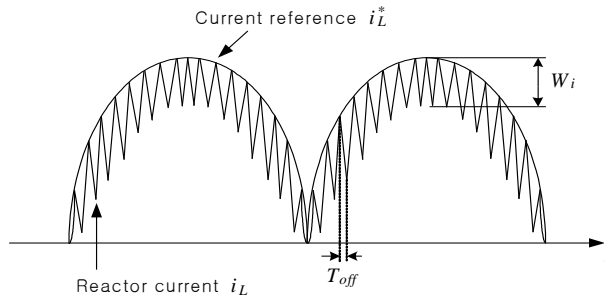


그림 4.3 전류 설정치와 리액터 전류 파형

Fig. 4.3 Current reference and reactor current waveforms

이 경우 스위칭 주파수는  $v_b$ 가 최대값에 도달하거나  $v_s$ 의 최대값 즉, AC 전압의 피크치에서 최대가 된다. 스위칭 주기 동안  $v_b$ 가 일정하고 출력전압  $v$ 의 평균값을  $V$ 라고 하면  $T_{off}$ 는 다음 식(4.2)에 의해 구할 수 있다.

$$T_{off} = \frac{\sqrt{2} V_s}{V f_{max}}$$

(4.2)

여기서,  $V_s$ 는 AC측 정현파 전압의 실효값이고,  $f_{max}$ 는 정상상태에서의 최대 스위칭 주파수이다.

입력전류의 리플 허용치를  $W_i$ 라 하면 리액터의 인덕턴스는 식(4.3)에 의해 얻을 수 있다.

$$L = \frac{V - \sqrt{2} V_s}{W_i} T_{off}$$

(4.3)

식(4.2)와 식(4.3)에서 알 수 있듯이  $f_{max}$ 와  $W_i$ 가 정해지면  $T_{off}$ 와  $L$ 을 구할 수 있다.  $L_a$ ,  $S_a$  및  $D_a$ 로 구성된 추가된 스위치 회로에서 리액터 전류의 미분치  $di_{L-a}/dt$ 는 식(4.4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L-a}}{dt} &= \frac{v_a}{L_a} & (S_a: on) \\ \frac{di_{L-a}}{dt} &= -\frac{(v - v_a)}{L_a} & (S_a: off) \end{aligned}$$

(4.4)

여기서  $i_{L-a}$ 는 리액터 전류,  $v_a$ 는 스위치 전압,  $L_a$ 는 리액터 인덕턴스이다.

스위치  $S$ 의 상태에 따라  $v_a$ 나  $v$ 가 영이 되어도 스위치  $S_a$ 가 온이 되면 양의 미분값이 발생하며 오프되면 음의 미분값이 발생된다. 결론적으로 전류  $i_{L-a}$ 은 전류  $i_L$ 과 마찬가지로 스위치  $S_a$ 의 스위칭에 따라 제어된다. 기준전류  $i_{L-a}^*$ 은  $v_s$ 의 절대값에 비례하여 주어진다. 즉, 기준전류  $i_{L-a}^*$ 와  $i_L^*$ 은 같은 값이다. 인덕터 전류  $i_{L-a}$ 를 전류  $i_L$ 과 거의 같도

록 제어하면 스위치  $S$ 에 흐르는 대부분의 전류를 스위치  $S_a$ 쪽으로 우회시킬 수 있다. 스위치  $S_a$ 는 저주파수로 동작하며 부하에 공급하는 전력의 대부분을 제어한다. 따라서 스위치  $S$ 는 고주파수로 동작하지만 전류가 작게 흐르게 되며 고주파수 스위칭으로 인한 스위칭손실을 크게 줄일 수 있다.

스위치  $S_a$  하나의 스위칭 구간의 평균 스위치 전압을  $\tilde{v}_a$ 라 하면

$$\begin{aligned} \frac{di_{L-a}}{dt} &\approx \frac{\tilde{v}_a}{L_a} & (S_a: on) \\ \frac{di_{L-a}}{dt} &\approx -\frac{(v - \tilde{v}_a)}{L_a} & (S_a: off) \end{aligned} \quad (4.5)$$

스위치  $S_a$ 의 스위칭기간에  $i_L$ 과  $v_b$ 가 일정한 값으로 유지된다고 가정하면  $\tilde{v}_a$ 는  $v_b$ 와 바꿀 수 있다. 이러한 가정은 인덕터  $L$ 양단의 평균전압이 영이며 인덕터  $L_a$ 가 등가적으로 다이오드  $D_2$ 에 연결되어 있다는 것을 의미한다. 그러므로 식(4.5)는 식(4.1)과 같은 표현으로 여겨질 수 있고 스위치  $S_a$ 의 오프 시간( $T_{off-a}$ )과 인덕터  $L_a$ 는 다음식으로 근사시킬 수 있다.

$$T_{off-a} = \frac{\sqrt{2} V_s}{V f_{max-a}} \quad (4.6)$$

$$L_a = \frac{V - \sqrt{2} V_s}{W_{i-a}} T_{off-a} \quad (4.7)$$

여기서  $W_{i-a}$ 는 AC전압 피크치에서의 인덕터 전류  $i_{L-a}$ 의 리플 허용치이고  $f_{max-a}$ 는 정상상태의 최대 스위칭 주파수이다.

### 4.3 제어기의 실행

그림 4.4는 멀티바이브레이터와 비교기로 간단히 구성된 제어기의 블록도를 도시하고 있다. 계측된 인덕터 전류값  $i_{L-a}$ 와  $i_L$ 은 제어기로 들어가며 전류 지령치는 정현파 전류설정치와 절대값 블록을 통해 발생된다. 스위치  $S$ 블록만 보면 계측된 전류  $i_L$ 이 기준전류  $i_L^*$ 과 비교된다. 만약 계측전류가 기준

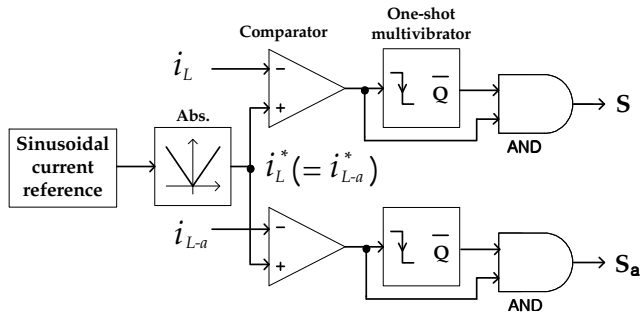


그림 4.4 제어기의 블록다이하그램

Fig. 4.4 Block diagram of the controller

전류보다 크게되면 단안정 멀티바이브레이터에는 스위치  $S$ 를 오프하기 위한 펄스가 발생된다. 펄스폭은 파라미터  $T_{off}$ 에 의해 고정되어있다. AND 게이트는 전류가 기준값보다 크게되는 것을 방지하며 스위칭 장치는 AND 게이트의 출력에 의해 제어된다. 스위치  $S_a$ 블록은 스위치  $S$ 블록과 동일하게 동작한다.

그림 4.5는 본 논문에서 제안한 전체 제어시스템을 나타낸다.

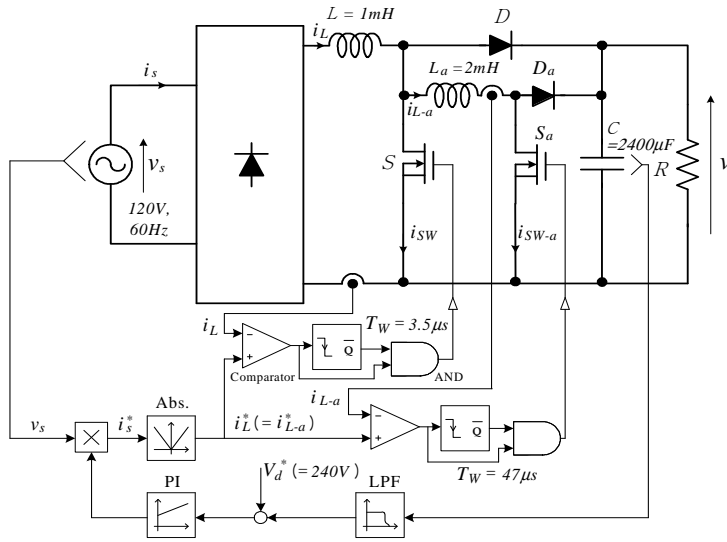


그림 4.5 제안된 제어시스템의 전체 구성도

Fig. 4.5 Overall configuration of proposed control system

스위치는 MOS-FET를 사용하며 부하는 저항부하를 사용한다. 기준전류  $i_s^*$ 는 시스템의 역률을 높이기 위하여 AC측 전압에 비례하여 발생되며 부하측 DC전압은 기준전압( $V_d^*$ )를 사용하여 PI제어기에 의해 제어된다. 리액터의 인덕턴스와 단안정 멀티바이브레이터의 펄스폭은 식(4.2), (4.3), (4.6) 그리고 (4.7)에 의해 구한다. 본 논문에서 제안된 효율개선 방법은 스위칭 주파수가 높을 때 유효하게 되므로 스위칭 주파수는 최대 허용 스위칭 주파수를 사용한다.

## 5. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 컨버터 효율개선 방안의 타당성을 고찰하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용된 소프트웨어는 Lab-Volt사의 PSIM을 사용하였다.

시뮬레이션 순서는 우선 기존의 단상 부스트 컨버터의 동작특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알아본다. 그 다음으로 본 논문에서 제안하는 방법을 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 특성을 확인하며 기존의 부스트 컨버터와 비교하여 제안된 방법의 유효성을 입증하고 기존의 컨버터보다 효율이 개선됨을 확인한다.

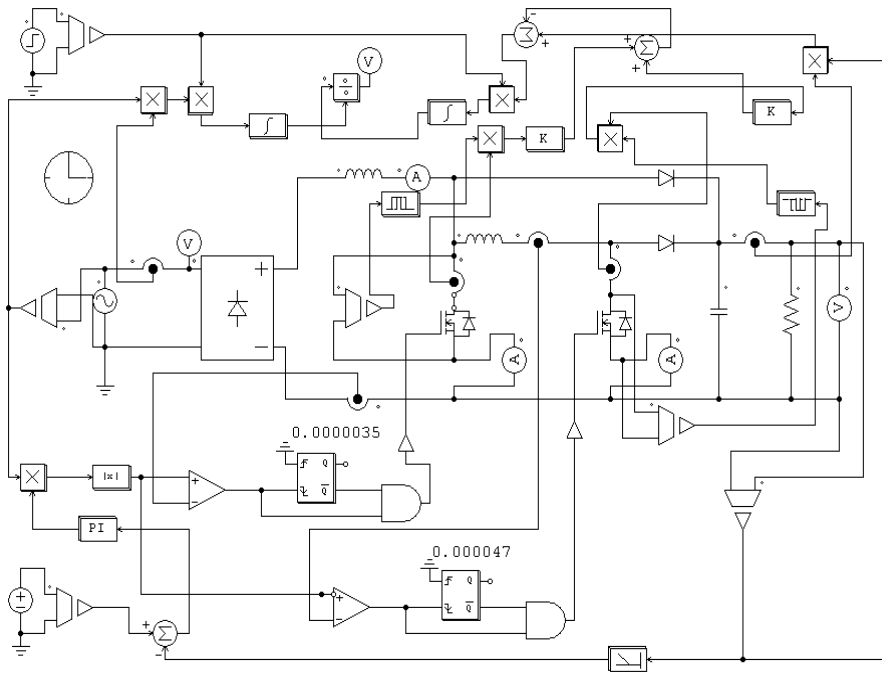


그림 5.1 제안된 컨버터의 PSIM 계통도

Fig. 5.1 The PSIM schematic diagram for the proposed converter

그림 5.1은 제안된 컨버터의 PSIM 프로그램 계통도이다. 소프트웨어



PSIM에서는 스위치 턴온시에 턴온 저항에 의한 열손실은 직접 계산되지  
 만 손실의 대부분을 차지하는 스위칭 손실은 손쉽게 얻을 수가 없다. 따  
 라서 본 논문에서는 샘플링시간을  $1[\mu_s]$ 로 하고, 스위치에 걸리는 전압  
 을  $1[\mu_s]$  지연시켜 전류와 곱한 후 턴온 및 턴오프 시간을 고려한 일정  
 한 계인을 가하여 스위칭 손실을 계산하였다. 이 경우에 턴온 상태 손실  
 도 영향을 받으므로 턴온 저항값의 추가적인 수정이 불가피하다. 그리고  
 컨버터의 효율을 계산하기 위해서는 정상상태의 전압, 전류 값들이 필요  
 하며 이를 위해 정상상태가 되기 전의 전압, 전류 값들은 효율계산에 적  
 용하지 않았다.

표 5.1은 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 MOS-FET 및 Diode의 사양이며  
 표 5.2는 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파라미터이다.

표 5.1 스위칭 장치 사양

Table 5.1 Specification of the switching devices

<b>MOS-FETs( <math>S, S_a</math> )</b>	
Drain-source voltage, $V_{DSS}$	500[V]
Drain current, $I_{D-max}$	50[A]
On-state resistance, $R_{DS(on)}$	0.11[ $\Omega$ ]
Turn-on delay time, $t_{d(on)}$	530[ns]
Turn-off delay time, $t_{d(off)}$	700[ns]
<b>Diodes( <math>D, D_a</math> )</b>	
Reverse-bias voltage, $V_{R-max}$	400[V]
Forward-bias current, $I_{F-max}$	25[A]
Forward-bias voltage, $V_F$	1.25[V]
Reverse-recovery time, $t_{rr}$	60[ns]

표 5.2 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파라미터

Table 5.2 Simulation parameters for the proposed converter

Items	Parameters
AC-side voltage, $V_s$	120[v], 60[Hz]
DC-side(output) voltage, $V_d$	240[V]
Maximum switching-frequency of switch $S$ , $f_{max}$	200[kHz]
Maximum switching-frequency of switch $S_a$ , $f_{max-a}$	15[kHz]
Current ripple tolerance of $i_s$ , $W_i$	0.25[A]
Inductance of the reactor, $L$	1[mH]
Inductance of the reactor, $L_a$	2[mH]
Off-state time, $T_{off}$	3.5[ $\mu$ s]
Off-state time, $T_{off-a}$	47[ $\mu$ s]

그림 5.2는 기존의 단상 스위치모드 부스터 컨버터의 600[W] 저항부하에 대한 시뮬레이션 결과이다. (a), (b)는 전원전압 및 전원전류, (c)는 리액터 전류, (d)는 스위칭 소자에 흐르는 전류를 나타내고 있다. 그림에서 전원전압과 전원전류는 거의 일치하여 역률은 좋으나 전원전류가 0[A]부근에서 약간의 변형이 생김을 볼 수 있다. 그리고 스위치로 흐르는 전류가 그림에서 볼 수 있듯이 커서 스위치가 고주파수로 동작 할 때 스위치에 발생하는 스위칭손실이 커짐을 알 수 있다.

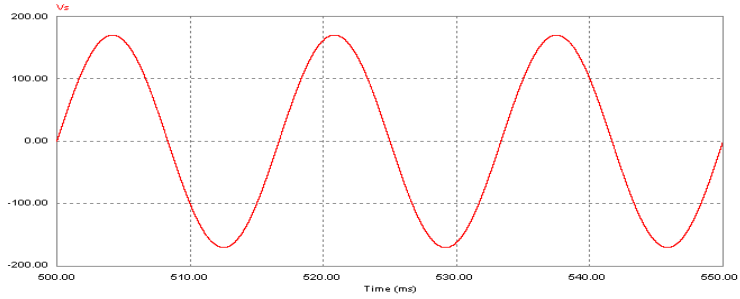
그림 5.3은 본 논문에서 제안한 부스트 컨버터의 600[W] 저항부하에 대한 시뮬레이션 결과를 도시하고 있다. (a), (b)는 전원전압 및 전원전류, (c), (d)는 주 리액터 및 보조 리액터 전류, (e), (f)는 주 스위치 및 보조 스위치에 흐르는 전류이다. 제안된 컨버터의 역률이 거의 1에 가깝고 전원전류는 정현파와 유사하여 고조파 왜형률이 미소함을 알 수 있다. 또한, 고주파스위칭 장치인 주 스위치보다 저주파로 구동되는 보조 스위치로 대부분의 전류가 우회함을 보여 주고 있다. 따라서 스위칭 주파수가

높은 주 스위치의 전류를 대폭 감소시켜 스위칭손실이 감소됨을 알 수 있다.

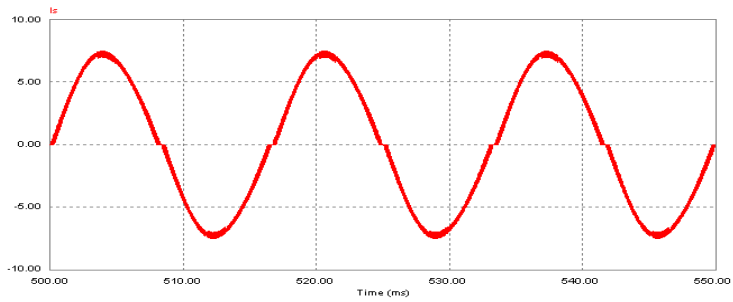
그림 5.4는 기존 부스터 컨버터의 1200[W] 저항부하에 대한 시뮬레이션 결과이며, 그림 5.5는 본 논문에서 제안한 부스트 컨버터의 1200[W] 저항부하에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 앞에서의 결과와 같이 기존 컨버터의 스위치는 고속으로 동작하면서 큰 전류가 흘러 스위칭손실이 크지만 제안된 방법은 저속으로 동작하는 보조 스위치로 대부분의 전류가 우회하여 기존의 방법보다 스위칭손실이 적어짐을 알 수 있다.

그림 5.6과 그림 5.7은 각각 기존 부스터 컨버터의 1200[W], 저항 및 인덕터부하와 본 논문에서 제안한 부스트 컨버터의 1200[W], 저항 및 인덕터부하에 대한 시뮬레이션 결과를 도시하고 있다. 부하 인덕터의 인덕턴스는 부하 양단의 역률이 0.8이 되는 값을 선정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하에 인덕터 성분이 포함되어도 양호한 제어 결과를 얻을 수 있다.

그림 5.8은 기존의 컨버터와 본 논문에서 제안한 컨버터의 효율을 도시하고 있다. 부하는 저항부하를 사용하였으며 부하가 400[W], 600[W], 800[W], 1000[W] 그리고 1200[W] 일때를 각각 비교하였다. 기존 컨버터의 효율은 82.3~83[%]이지만, 제안된 컨버터는 89.5~91[%]로 효율이 8[%] 정도 증가하였음을 알 수 있다.



(a)



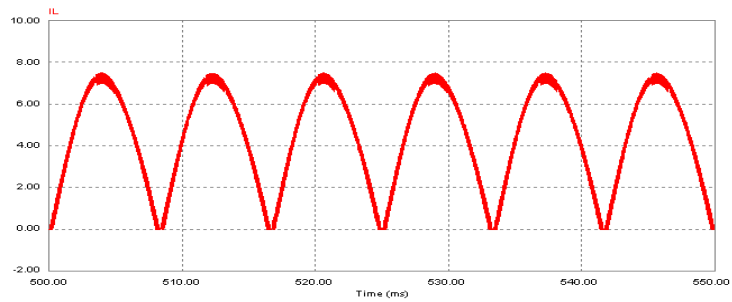
(b)

그림 5.2(a) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(600[W], 저항부하)

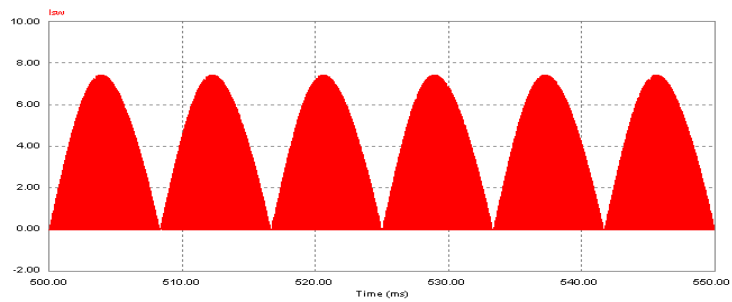
(a) 전원전압 (b) 전원전류

Fig. 5.2(a) Simulation waveforms of the conventional boost converter  
(600[W], resistive load)

(a) source voltage (b) source current



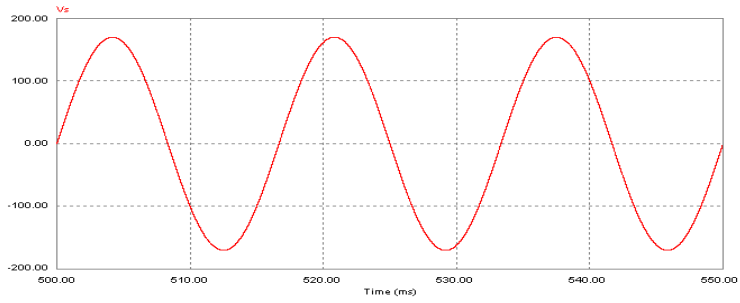
(c)



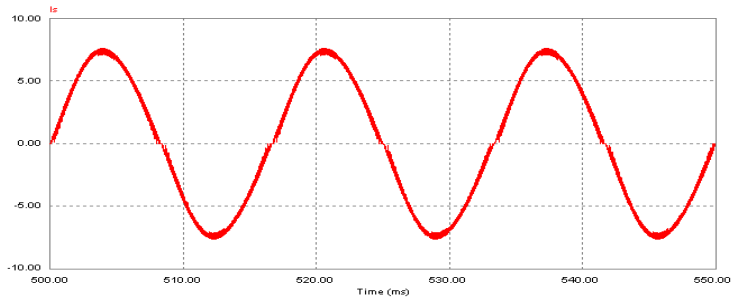
(d)

그림 5.2(b) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(600[W], 저항부하)  
 (c) 리액터전류 (d) 스위치전류

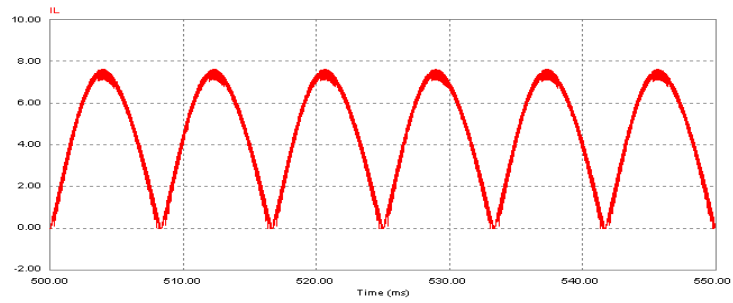
Fig. 5.2(b) Simulation waveforms of the conventional boost converter  
 (600[W], resistive load)  
 (c) reactor current (d) switch current



(a)



(b)



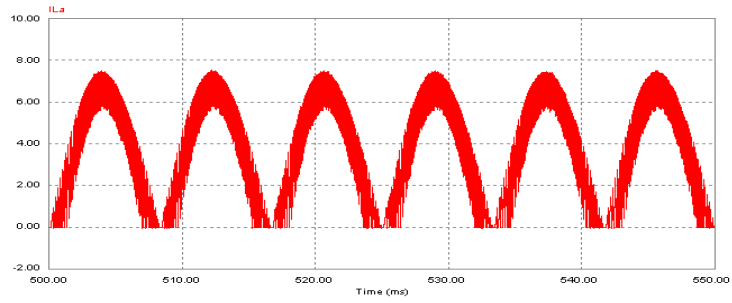
(c)

그림 5.3(a) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(600[W], 저항부하)

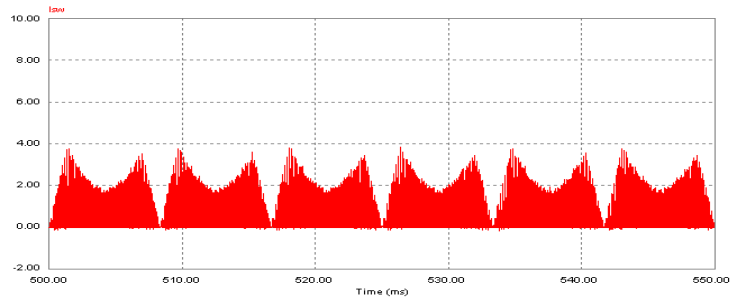
(a) 전원전압 (b) 전원전류 (c) 리액터전류

Fig. 5.3(a) Simulation waveforms of the proposed boost converter  
(600[W], resistive load)

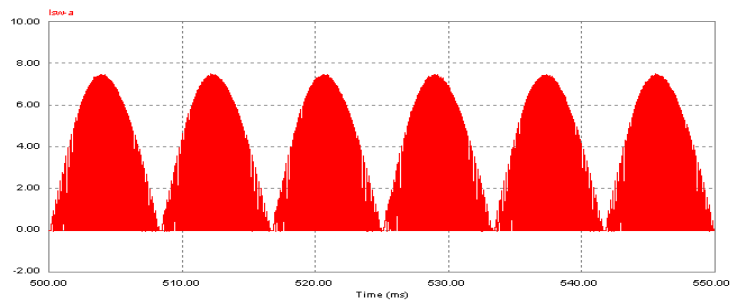
(a) source voltage (b) source current (c) reactor current



(d)



(e)

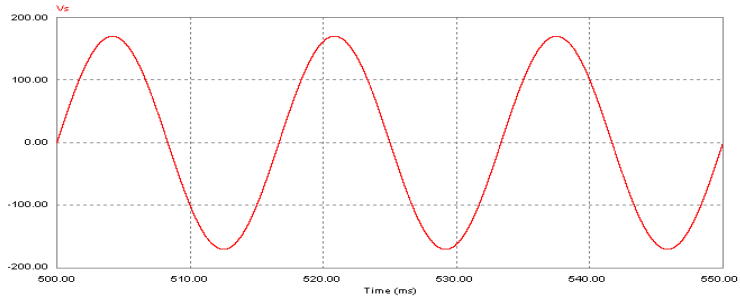


(f)

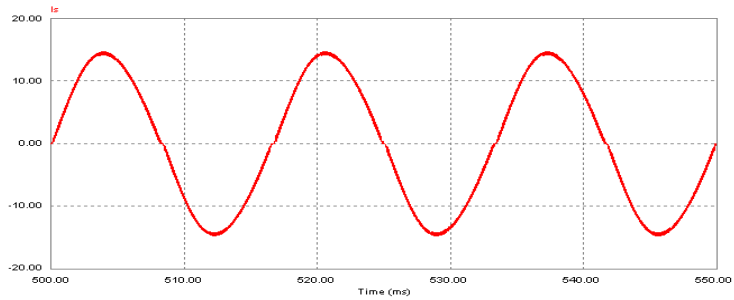
그림 5.3(b) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(600[W], 저항부하)  
 (d) 리액터전류 (e) 스위치전류 (f) 추가된 스위치전류

Fig. 5.3(b) Simulation waveforms of the proposed boost converter  
 (600[W], resistive load)

(d) reactor current (e) switch current (f) added switch current



(a)



(b)

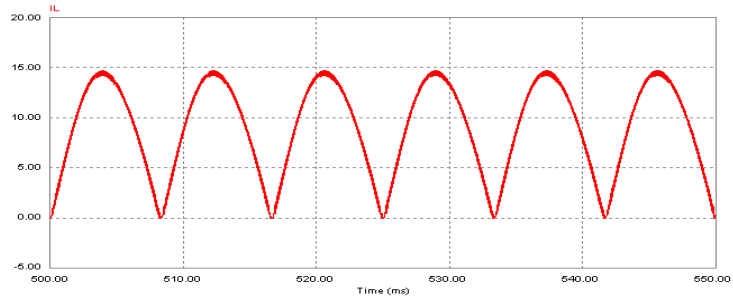
그림 5.4(a) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항부하)

(a) 전원전압 (b) 전원전류

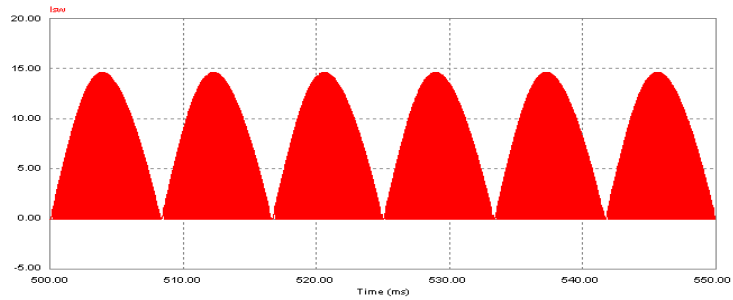
Fig. 5.4(a) Simulation waveforms of the conventional boost converter (1200[W], resistive load)

(a) source voltage (b) source current





(c)



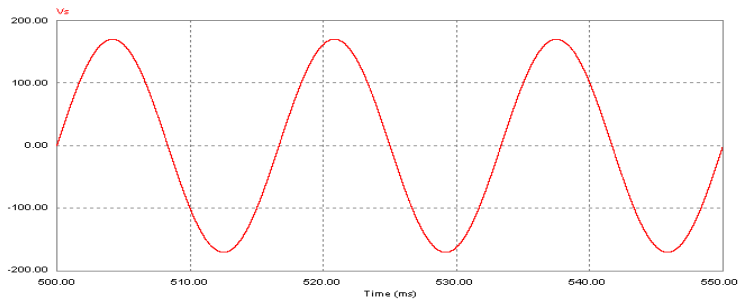
(d)

그림 5.4(b) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항부하)

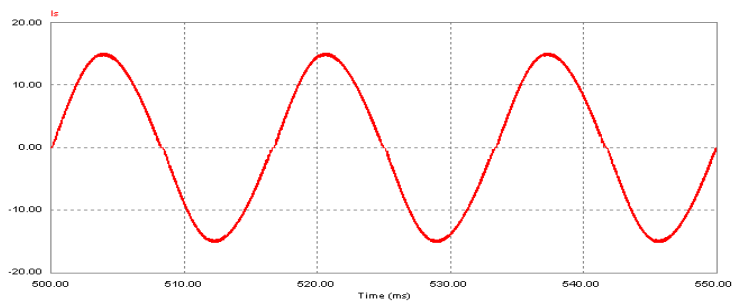
(c) 리액터전류 (d) 스위치전류

Fig. 5.4(b) Simulation waveforms of the conventional boost converter (1200[W], resistive load)

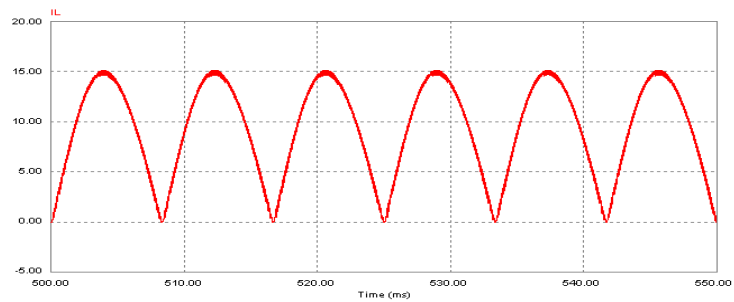
(c) reactor current (d) switch current



(a)



(b)



(c)

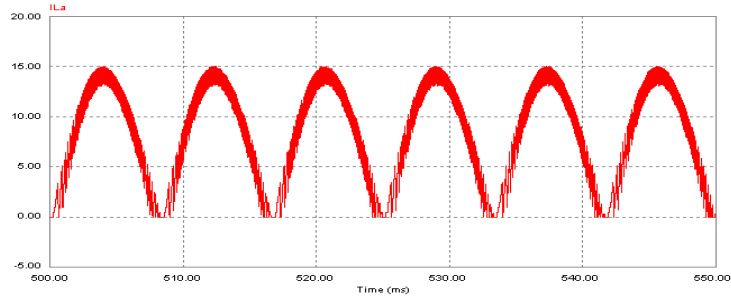
그림 5.5(a) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항부하)

(a) 전원전압 (b) 전원전류 (c) 리액터전류

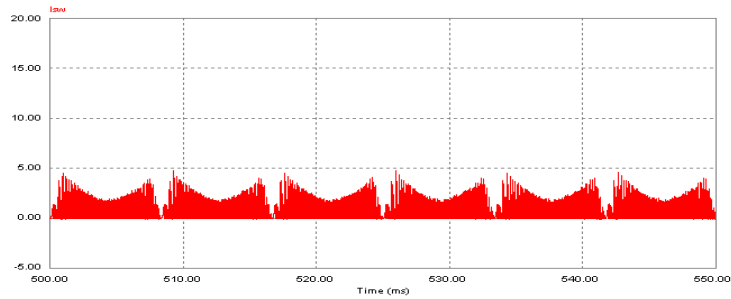
Fig. 5.5(a) Simulation waveforms of the proposed boost converter

(1200[W], resistive load)

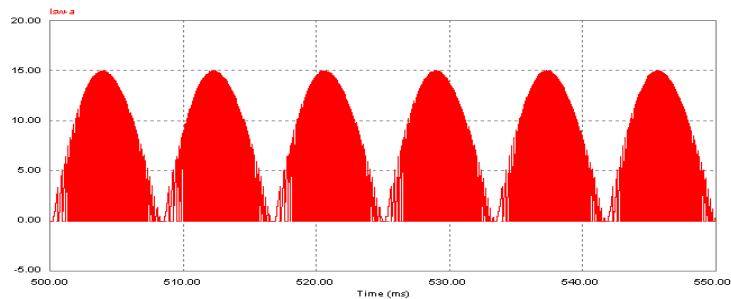
(a) source voltage (b) source current (c) reactor current



(d)



(e)

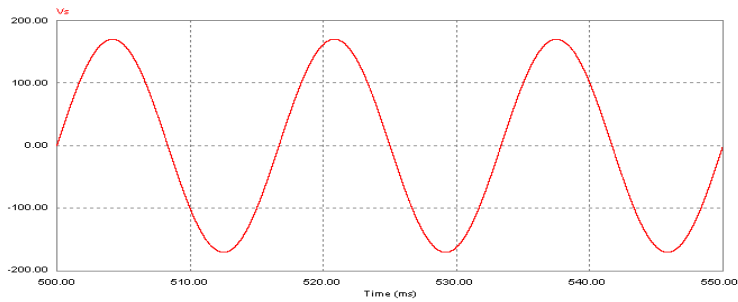


(f)

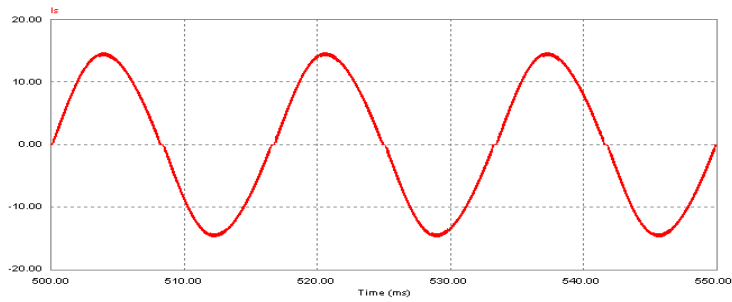
그림 5.5(b) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항부하)

(d) 리액터전류 (e) 스위치전류 (f) 부가된 스위치전류

Fig. 5.5(b) Simulation waveforms of the proposed boost converter  
 (1200[W], resistive load)  
 (d) reactor current (e) switch current (f) added switch current



(a)



(b)

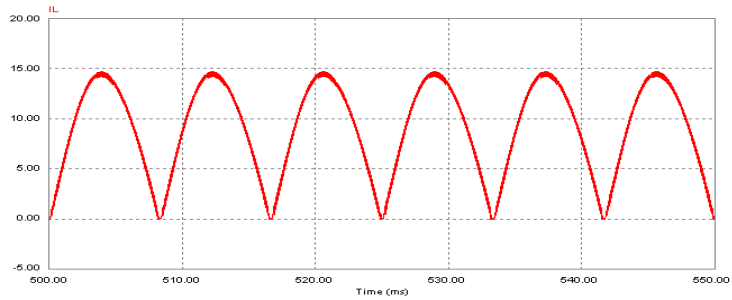
그림 5.6(a) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항,  
 인덕터부하)

(a) 전원전압 (b) 전원전류

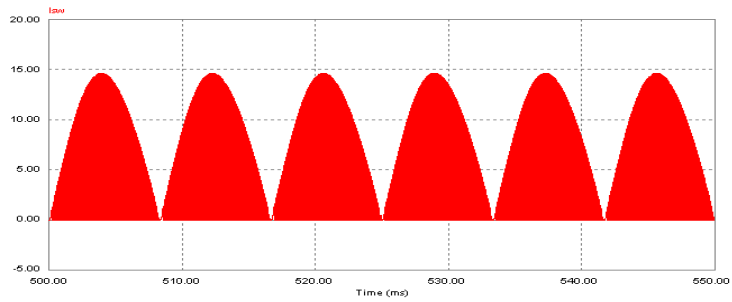
Fig. 5.6(a) Simulation waveforms of the conventional boost converter

(1200[W], resistive & inductive load)

(a) source voltage (b) source current



(c)



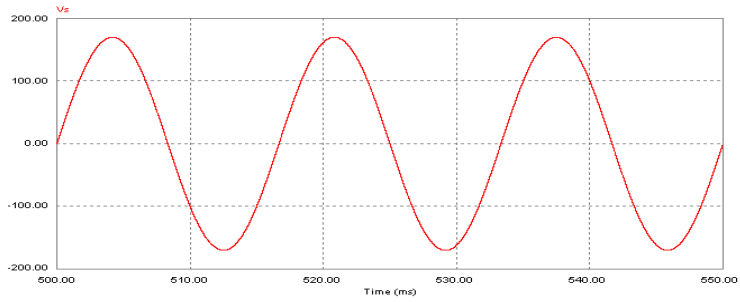
(d)

그림 5.6(b) 기존의 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항, 인덕터부하)

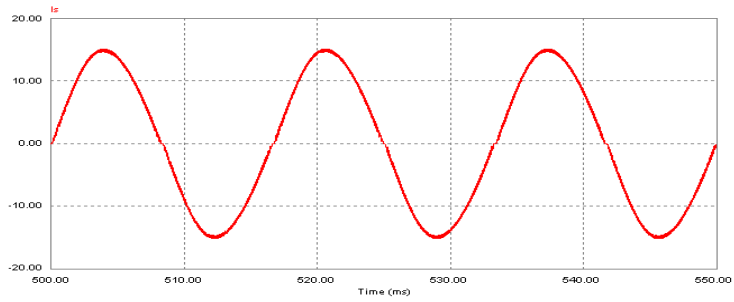
(c) 리액터전류 (d) 스위치전류

Fig. 5.6(b) Simulation waveforms of the conventional boost converter

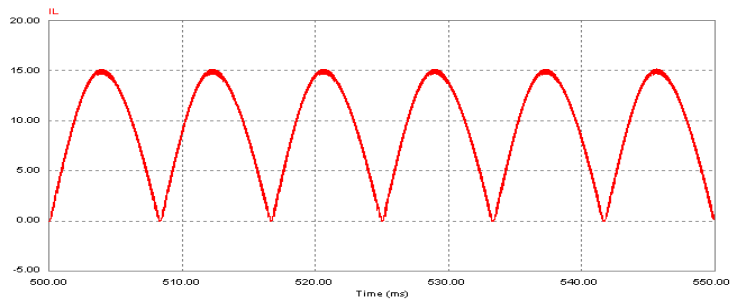
(1200[W], resistive & inductive load)  
(c) reactor current (d) switch current



(a)



(b)



(c)

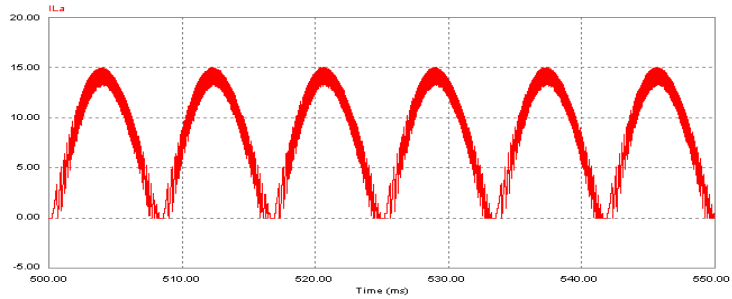
그림 5.7(a) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항,

인덕터부하)

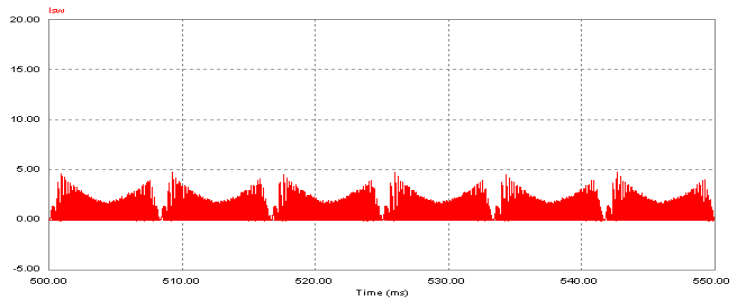
(a) 전원전압 (b) 전원전류 (c) 리액터전류

Fig. 5.7(a) Simulation waveforms of the proposed boost converter  
(1200[W], resistive & inductive load)

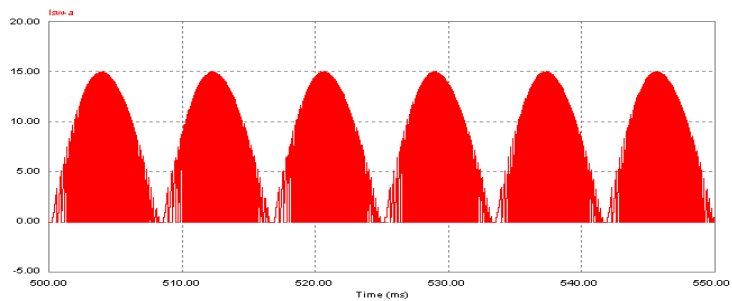
(a) source voltage (b) source current (c) reactor current



(d)



(e)



(f)

그림 5.7(b) 제안된 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형(1200[W], 저항, 인덕터부하)

(d) 리액터전류 (e) 스위치전류 (f) 부가된 스위치전류

Fig. 5.7(b) Simulation waveforms of the proposed boost converter (1200[W], resistive & inductive load)

(d) reactor current (e) switch current (f) added switch current

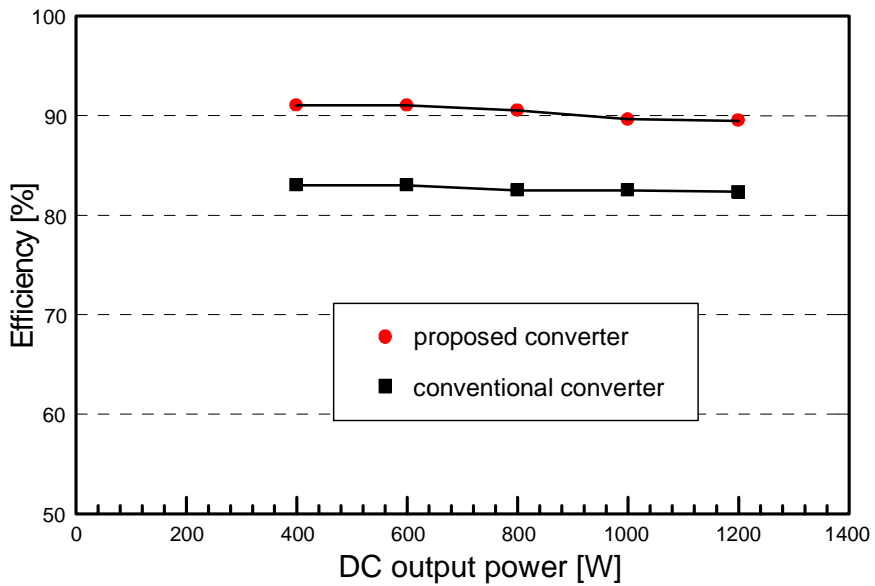


그림 5.8 제안된 컨버터와 기존의 컨버터 효율

Fig. 5.8 Efficiencies of the proposed and conventional converters



## 6. 결 론

초기의 SMPS 시스템에는 입력전류에 다량의 고조파가 포함되어 많은 문제가 발생하였는데 고조파를 효과적으로 저감시키기 위해서는 전원장치의 스위칭 주파수를 상승시켜야 한다. 그러나 스위칭 주파수를 높이면 스위칭 손실을 증가시켜 전원장치의 전체적인 효율저하를 초래하게 된다.

최근에 전원장치의 스위칭 손실을 줄이기 위해서 ZVS, ZCS와 같은 소프트 스위칭 방법이 사용되기 시작하였다. 이들의 방법은 스위칭 손실의 개선에는 다소 성과가 있지만 도통손실이 커지는 등의 문제로 전원장치의 효율을 개선하는 데에는 아직도 보완해야 할 부분이 많다.

본 논문에서는 단상 부스트 컨버터의 효율을 향상시키기 위한 새로운 기술을 제안하였다. 이 방식은 저주파 스위치를 기존의 고주파 스위치에 직렬로 추가하여 대부분의 전류가 저속 소자로 흐르게 함으로써 스위칭 손실을 저감시킨다.

제안된 방법의 유효성을 확인하기 위해 최대주파수 200[kHz], 15[kHz]로 동작하는 주 스위치 및 보조 스위치를 직렬로 결합하였고, 멀티바이브레이터, 비교기 및 AND게이트 등을 적용한 간단한 제어기를 구성하였다. 그리고 소프트웨어 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행한 결과 아래와 같은 결과를 얻었다.

- 1) 본 논문에서 제안한 방법에 의해 기존의 부스트 컨버터보다 8[%] 정도의 효율상승을 얻을 수 있었다.
- 2) 기존의 부스트 컨버터에 비해 전원전압 및 전류에 고조파가 감소되었다.
- 3) 전원전압과 전원전류가 일치하는 높은 역률을 얻을 수 있었다.
- 4) 주 스위치의 부하를 경감시켜 주 스위치의 저용량화를 실현할 수 있었다.

차후, 실험을 통해 본 논문에서 제안한 방법의 효율개선 효과를 실제적

으로 입증할 수 있으리라 사료되며 이를 향후 과제로 삼고자 한다.

## 참고문헌

- [1] Huai Wei, Issa Batarseh and Peter Kornetzky, "*Novel Single Switch Converter with Power Factor Correction*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 35, No. 4, pp. 1344–1353, 1999
- [2] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor and J. E., "*Control Strategy of an Interleaver Boost Power Correction Converter*", IEEE PESC99, Vol. 2, pp. 137–142, 1999
- [3] K. M. Smith Jr. and K. M. Smedley, "*A Comparison of Voltage Mode Soft Switching methods for PWM Converters*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 12, No. 2, pp. 376–386, 1997
- [4] Trevor A. Smith, Sima Dimitrigeu and H. Barry Harrison, "*Controlling a DC DC Converter by Using the Power MOSFET as a Voltage Controlled Resistor*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 47, No. 3, pp. 357–362, 2000
- [5] Matteo Daniele, Praveen K. Jaon and Geza Joos, "*A Single-Stage Power Factor Corrected AC/DC Converter*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 14, No. 6, 1046–1055, 1997
- [6] Martin H. L. Chow, Yim-Shu Lee and Chi K. Tse, "*Single Stage Single Switch Isolated PFC Regulator with Unity Power Factor, Fast Transient Respons, and Low-Voltage Stress*", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 15, No. 1, pp. 156–163, 1997
- [7] Liu Ping, Meng Yu, Kang Youg, Zhang Hui and Chen Jian, "*Analysis of Single Phase Power Factor Correction(PFC) Converter*", IEEE PEDS' 99, 1999
- [8] Fengfeng Tao and Fred C. Lee, "*An Interleaved Single-Stage Power Factor Correction Electronic Ballast*", IEEE APEC2000, Vol. 1, pp. 617–623, 2000
- [9] A. C. Braga and Ivo Brabi, "*A 3kW Unity Power Factor Rectifier Based on a Two-Cell Boost Converter Using a New*

*Parallel Connection Technique*", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 14, No. 1, pp.209–217, 1999

- [10] H. J. Kim, C. S. Leu, R. Farrington, F. C. Lee, "*Clamp Mode Zero Voltage Switched Multi-Resonant Converter*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 3, No. 2, pp. 78–84, 1992
- [11] Takerou Mizoguchi, Tamotsu Ninomiya, Takashi Ohgai, Koosuk Harada., "*Single Switched DC-DC Converter with Zero-Voltage Switching and Clamped Voltage*", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 47, No. 3, pp. 344–345, 1993
- [12] W. Tang, W. Tabisz, A. Lofti, F. C. Lee and V. Vorperian, "*DC analysis and design of Forward Zero-Voltage Switched Multi-Resonant Converter*", IEEE Power Electronics Specialists Conference Rec., pp. 333–340, 1990
- [13] Hang-Seok Choi, and Bo Hyung Cho, "*Novel Zero-Current Switching(ZCS) PWM Switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss*", IEEE Trans. Industrial Electronics. Vol. 49, No. 1, Feb. 2002
- [14] Hang-Seok Choi, and Bo Hyung Cho, "*Zero-Current Switching(ZCS) Power Factor Pre-regulator(PFP) with Reduced Conduction Losses*", IEEE, 0-7803-7405-3/02, 2002
- [15] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [16] 최세완, "전류주입에 의한 고조파 저감기술의 개발동향", 전력전자 학회지, 제 6권, 제 1호, pp. 30–36, 2001
- [17] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman and Hall, 1997
- [18] Robert W.Erickson, "*DC-DC Power Converters*", Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1998
- [19] PSIM User Manual, Powersim Technologies Inc., 1999