
스위칭 손실 감소에 의한 단상 부스트 컨버터의 효율개선

김종수* · 오세진** · 박근오***

An Efficiency Improvement Method for Single-phase Boost Converter by Reducing Switching Loss

Jong-Su Kim* · Sae-Gin Oh** · Keun-Oh Park***

요 약

본 논문은 고주파 단상 부스트 컨버터의 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 새로운 방식을 제안한다. 이것은 기존의 부스트 컨버터에 별도의 스위칭 장치를 첨가한 형태를 가진다. 원래의 고속 스위칭 장치는 변함없이 전력변환을 수행하지만, 새로이 부가된 장치는 저속으로 동작하면서 고속 스위칭 소자에 흐르는 전류의 대부분을 우회시켜 스위칭 손실을 감소시킨다. 제안된 방법의 제어시스템은 매우 간단하다. 제어기는 멀티바이브레이터, 비교기 및 AND 게이트로 구성되고, 스위칭 소자의 오프 지속시간이 멀티바이브레이터에 의해 일정하게 유지되므로 최대 스위칭 주파수는 별도의 클럭 발생기 없이 제한된다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 형상, 설계 등을 언급하고 컴퓨터 시뮬레이션을 사용하여 제안된 방법의 스위칭 손실 감소, 효율향상에 관한 유효성을 입증한다.

ABSTRACT

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.

키워드

Boost converter(부스트 컨버터), Soft switching(소프트 스위칭), Switching loss(스위칭 손실)

I. 서 론

오늘날에는 직류 안정화 전원으로서 스위치모드 전원

공급 방식이 주로 사용되고 있다[1-3]. 초기의 스위치모드 전원공급 방식은 입력전류에 다량의 고조파가 포함되어 많은 문제가 대두되었는데, 입력전류에 함유된 고조파들

* 한국해양대학교 선박전자기계공학부

** 한국해양대학교 운항훈련원

*** (주)코리아쉽메니저스

을 효과적으로 감소시키기 위해서는 스위치모드 컨버터의 스위칭 주파수를 상승시켜야 한다. 하지만, 스위칭 주파수를 높이면 스위칭 손실이 증가되어 전원장치의 전체적인 효율이 떨어지게 된다.

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 전류제어성을 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안한 제어방식은 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 있는 소프트웨어 PSIM을 사용하여 기존의 컨버터에 비해 효율이 향상됨을 입증하려고 한다.

II. 반도체 스위치의 스위칭 손실

이상적인 반도체 스위치에는 스위칭 손실이 발생하지 않지만, 실제의 스위치 소자들은 이상적인 특성을 가지지 못하므로 필연적으로 전력을 소모하게 된다. Fig. 1은 스위치의 스위칭 특성을 나타낸다.

Fig. 1(b)에서 반도체 스위치가 온 되었을 경우, 스위치 양단에 큰 전압과 전류 값이 간격 $t_{c(on)}$ 에 걸쳐 동시에 존재함을 알 수 있다.

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \tag{1}$$

여기서 t_{ri} 는 전류 상승시간, t_{fv} 는 전압 강하시간

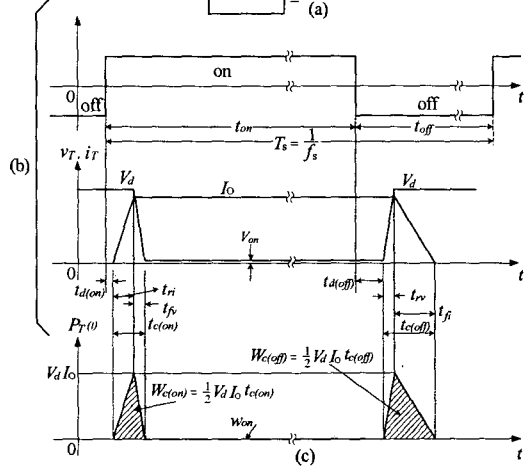
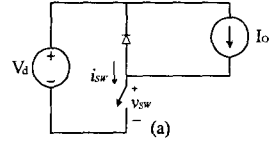


그림 1. 스위치의 스위칭 특성
(a) 스위칭 회로 (b) 스위칭 파형 (c) 스위칭 손실
Fig. 1 Switching characteristics of a switch
(a) switching circuit, (b) switching waveform, (c) switching loss

따라서, 스위치가 온되는 동안 소비되는 에너지는 Fig. 6(c)로부터 식(2)와 같게 된다.

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

반도체 스위치가 오프되었을 경우에는 교차구간 $t_{c(off)}$ 동안 큰 전압과 전류가 스위치에 인가된다.

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \tag{3}$$

여기서 t_{rv} 는 전압 증가시간, t_{fi} 는 전류 강하시간

이러한 오프상태 구간동안 소비되는 에너지는 식(4)와 같다.

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \tag{4}$$

스위칭 손실은 스위치의 턴온과 턴오프구간 동안 크게 발생하며 이를 식으로 나타내면 식(5)와 같다.

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (5)$$

III. 스위칭 손실 저감에 의한 효율개선

1. 회로구성

Fig. 2는 기존의 단상 스위치모드 부스트 컨버터를 나타내고 있다. 컨버터 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실을 상승시켜 효율저하를 가져오고, 스위칭 주파수를 감소시키면 고조파를 함유한 왜곡된 전류가 입력단에 나타난다.

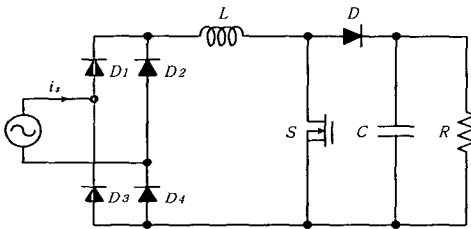


그림 2. 기존의 단상 부스트 컨버터
Fig. 2 The conventional single-phase boost converter

본 논문에서는 스위칭 손실의 감소, 입력전류의 정현화 및 역률 개선을 동시에 만족시킬 수 있는 새로운 형태의 부스트 컨버터를 제안하며, 이 구성을 Fig. 3에 나타내었다.

Fig. 3에서 $D_1 - D_4$ 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 캐패시터이다. 새로이 추가된 저주파 스위칭 소자 S_a 는 S 의 스위칭 주파수 보다 월등히 낮게 동작하지만 L 에 흐르는 대부분의 전류를 우회시켜 스위치 S 를 소형화 할 수 있게 하며 고주파수로 동작하는 스위치 S 의 전류를 감소시켜 스위칭 손실을 감소시키고 컨버터의 전체 효율을 증가시킬 수 있게 한다.

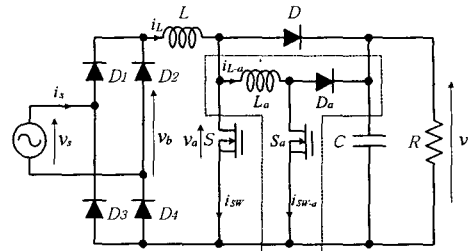


그림 3. 제안된 부스트 컨버터
Fig. 3 The proposed boost converter

2. 컨버터의 제어방법

우선 Fig. 3에서 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 부하측으로 방출되면서 리액터 전류는 감소한다. 따라서 리액터 전류의 미분치 혹은 변화를 di_L/dt 를 수식으로 표현하면 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_b}{L} \quad (S: on) \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(v - v_b)}{L} \quad (S: off) \end{aligned} \quad (6)$$

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

본 논문에서는 위에서 기술한 컨버터의 제어를 위해 constant-off-time control[4]이라는 간단한 제어방식을 적용한다. 즉, 스위치 S 가 턴온시 리액터 전류 i_L 이 상승하는데 이 전류가 기준전류에 도달하면 T_{off} 라는 일정 시간동안 스위치가 턴오프 후 다시 턴온 된다. 그러므로 리액터 전류는 기준치를 초과하지는 않지만 그 값을 추종하게 된다. 제어기는 단안정 멀티바이브레이터와 비교기로 쉽게 구성된다.

Fig. 4는 앞에서 기술한 제어방식을 도시하는데 i_L 과 i_L^* 은 각각 리액터 전류 및 기준전류이며, i_L^* 은 역률을 1에 근접시키기 위하여 교류전압 v_s 의 절대값에 비례한 값을 취한다.

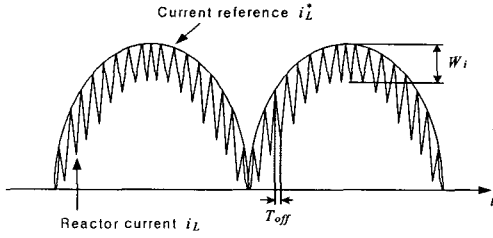


그림 4. 기준 전류 및 리액터 전류 파형
Fig. 4 Current reference and reactor current waveform

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 식(7)로부터 얻을 수 있다.

$$T_{off} = \frac{\sqrt{2} V_s}{V f_{max}} \quad (7)$$

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(8)에 의해 얻을 수 있다.

$$L = \frac{V - \sqrt{2} V_s}{W_i} T_{off} \quad (8)$$

식(7)과 식(8)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(9)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L-a}}{dt} &= \frac{v_a}{L_a} \quad (S_a: on) \\ \frac{di_{L-a}}{dt} &= -\frac{(v - v_a)}{L_a} \quad (S_a: off) \end{aligned} \quad (9)$$

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 온이되면 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 같도록 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 있게 된다. 스위치 S_a 하나의 스위칭 구간의 평균 스위치 전압을 \bar{v}_a 라 하면 식(10)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L-a}}{dt} &\approx \frac{\bar{v}_a}{L_a} \quad (S_a: on) \\ \frac{di_{L-a}}{dt} &\approx -\frac{(v - \bar{v}_a)}{L_a} \quad (S_a: off) \end{aligned} \quad (10)$$

스위치 S_a 의 스위칭기간에 i_L 과 v_b 가 일정한 값으로 유지된다고 가정하면 \bar{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(10)은 식(6)과 같은 표현으로 여겨질 수 있고 스위치 S_a 의 오프 시간 (T_{off-a})과 인덕터 L_a 는 다음식으로 근사 시킬 수 있다.

$$T_{off-a} = \frac{\sqrt{2} V_s}{V f_{max-a}} \quad (11)$$

$$L_a = \frac{V - \sqrt{2} V_s}{W_{i-a}} T_{off-a} \quad (12)$$

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

3. 제어기의 실행

Fig. 5는 멀티비브레이터와 비교기로 간단히 구성된 제어기의 블록도를 도시하고 있다. 계측된 인덕터 전류값 i_{L-a} 와 i_L 은 제어기로 들어가며 전류 지령치는 정현파 전류 설정치와 절대값 블록을 통해 발생된다. 스위치 S 블록만 보면 계측된 전류 i_L 이 기준전류 i_L^* 과 비교된다. 만약 계측전류가 기준전류보다 크게 되면 단안정 멀티비브레이터에는 스위치 S를 오프하기 위한 펄스가 발생된다. 펄스폭은 파라미터 T_{off} 에 의해 고정되어있다. AND 게이트는 전류가 기준값보다 크게 되는 것을 방지하며 스위칭 장치는 AND 게이트의 출력에 의해 제어된다. 스위치 S_a 블록은 스위치 S 블록과 동일하게 동작한다.

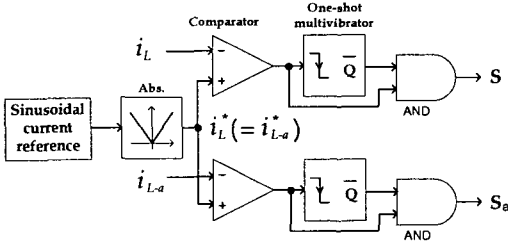


그림 5. 제어기의 블록 다이어그램
Fig. 5 Block diagram of the controller

IV. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 컨버터 효율개선 방안의 타당성을 고찰하기 위하여 Lab-Volt사의 PSIM을 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다.

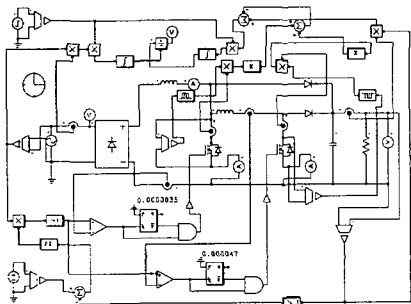


그림 6. 제안된 컨버터의 PSIM 구성도
Fig. 6 The PSIM schematic diagram for the proposed converter

Fig. 6은 제안된 컨버터의 PSIM 프로그램 계통도이다. 소프트웨어 PSIM에서는 손실의 대부분을 차지하는 스위칭 손실을 손쉽게 얻을 수가 없다.

표 1. 스위칭 장치의 사양
Table 1 Specification of the switching devices

MOS-FETs(S, S _a)	
Drain-source voltage, V_{DSS}	500[V]
Drain current, I_{D-max}	50[A]
On-state resistance, $R_{DS(on)}$	0.11[Ω]
Turn-on delay time, $t_{d(on)}$	530[ns]
Turn-off delay time, $t_{d(off)}$	700[ns]
Diodes(D, D _a)	
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 2. 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파라미터
Table 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[μs]
Off-state time, T_{off-a}	47[μs]

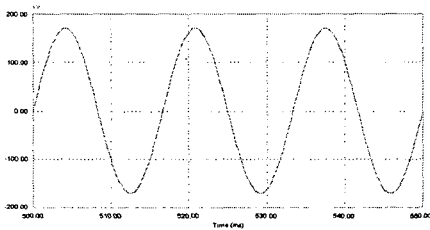
따라서, 본 논문에서는 샘플링시간을 1[μs]로 하고, 스위치에 걸리는 전압을 1[μs] 지연시켜 전류와 곱한 후 턴 온 및 턴오프 시간을 고려한 일정한 계인을 가하여 스위칭 손실을 계산하였다. 이 경우에 턴 온 상태 손실도 영향을 받으므로 턴 온 저항값의 추가적인 수정이 불가피하다. 그리고 컨버터의 효율을 계산하기 위해서는 정상상태의 전압, 전류 값들이 필요하며 이를 위해 정상상태가 되기 전의 전압, 전류 값들은 효율계산에 적용하지 않았다.

Fig. 7은 기존의 단상 스위치모드 부스터 컨버터의 600[W] 저항부하에 대한 시뮬레이션 결과이다. (a), (b)는

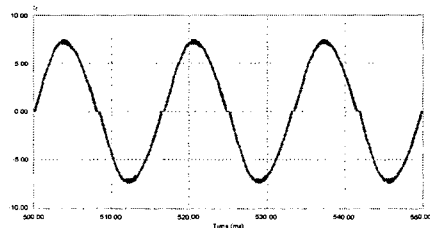
전원전압 및 전원전류, (c)는 리액터 전류, (d)는 스위칭 소자에 흐르는 전류를 나타내고 있다. 그림에서 전원전압과 전원전류는 거의 일치하여 역률은 좋으나 전원전류가 0[A]부근에서 약간의 변형이 생김을 볼 수 있다. 그리고 스위칭 소자에 흐르는 전류가 그림에서 볼 수 있듯이 커서 스위치가 고주파수로 동작할 때 스위칭에 발생하는 스위칭 손실이 커짐을 알 수 있다.

Fig. 8은 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 고주파 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.

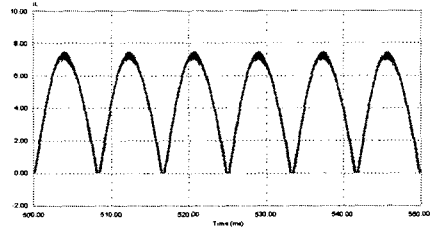
Fig. 9는 기존의 컨버터와 본 논문에서 제안한 컨버터의 효율을 도시하고 있다. 부하는 저항부하, 400[W], 600[W], 800[W], 1000[W] 그리고 1200[W] 일 때를 각각 비교하였다. 기존 컨버터의 효율은 82.3~83[%]이지만, 제안된 컨버터는 89.5~91[%]로 효율이 8[%] 정도 증가하였음을 알 수 있다.



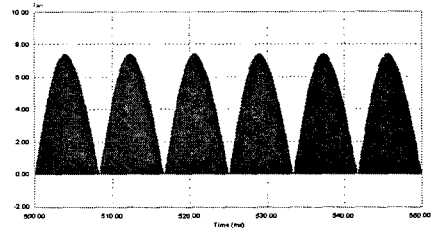
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 7. 기존의 컨버터

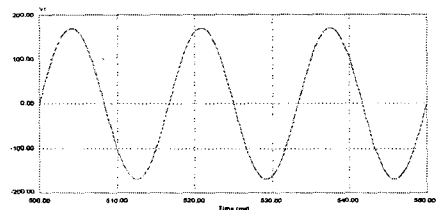
(a) 전원 전압 (b) 전원 전류

(c) 리액터 전류 (d) 스위칭 전류

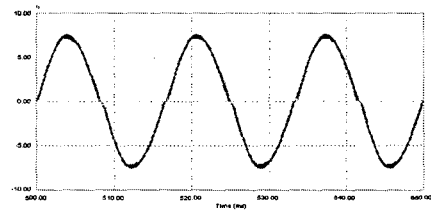
Fig. 7 conventional boost converter

(a) source voltage (b) source current

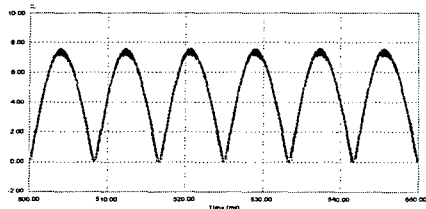
(c) reactor current (d) switch current



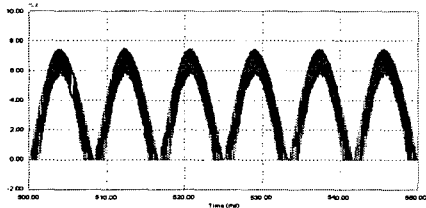
(a)



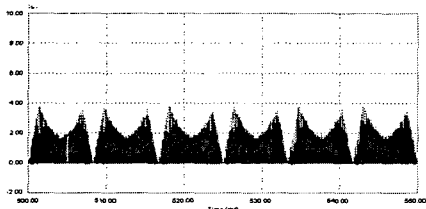
(b)



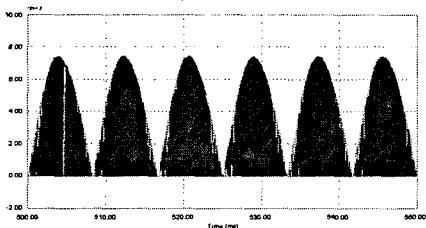
(c)



(d)



(e)



(f)

그림 8. 제안된 컨버터
 (a) 전원 전압 (b) 전원 전류
 (c) 리액터 전류 (d) 리액터 전류
 (e) 스위치 전류 (f) 부가된 스위치 전류
 Fig. 8 proposed boost converter
 (a) source voltage (b) source current
 (c) reactor current (d) reactor current
 (e) switch current (f) added switch current

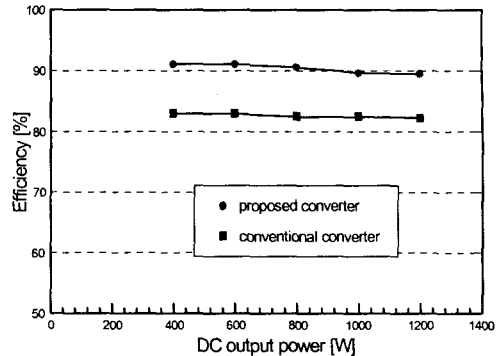


그림 9. 기존 및 제안된 컨버터의 효율
 Fig. 9 Efficiencies of the proposed and conventional converters

V. 결 론

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

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 전원 전압 및 전류에 고조파가 감소되었다.
- 3) 전원전압과 전원전류가 일치하는 높은 역률을 얻을 수 있었다.

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] 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
- [4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [5] 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
- [6] Fengfeng Tao and Fred C. Lee, "An Interleaved Single-Stage Power Factor Correction Electronic Ballast", IEEE APEC2000, Vol. 1, pp. 617-623, 2000
- [7] 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

저자소개

김 종 수(Jong-Su Kim)



1970년 6월생, 1994년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1998년 동 대학원 졸업(석사), 2002년 동 대학원 졸업(박사), 2004. 9월 현재 한국해양대학교 해사대학 선박전자기계공학부 전임강사

※ 관심분야: 모터속도제어, 인버터 및 컨버터

오 세 진(Sae-Gin Oh)



1972년 5월생, 1996년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 2000, 2003년 동 대학원 졸업(석사, 박사), 2005. 2월 현재 한국해양대학교 운항훈련원 실습전담교원

※ 관심분야: 모터속도제어, 인버터 및 컨버터

박 근 오(Keun-Oh Park)



1966년 10월생, 1990년 한국해양대학교 기관학과 졸업, 2004년 동 대학원 졸업(석사), 현재 (주)코리아썬메니저스 부산 지사장

※ 관심분야: 인버터 및 컨버터, 전기기기