# 환류 다이오드의 전압, 전류스트레스가 강하된 ZCS-PWM Boost Converter

論 文
54B-11-6

## ZCS-PWM Boost Converter Dropped Voltage and Current Stress of a Free-Wheeling Diode

金 明 昊* · 金 榮 石† · 李 建 行*
(Myung-O Kim · Young-Seok Kim · Gun-Haeng Lee)

**Abstract** - This paper presents a boost circuit topology driving in high - frequency. It solves the problem which arised from hard-switching in high-frequency using a period of resonant circuit and operating under the principle of ZCS turn-on and ZCZVS turn-off commutation schemes. In the existing circuit, it has the high voltage and current stress in free- wheeling diode. But in the proposed circuit, it has voltage and current stress which is lower than voltage and current stress of existing circuit with modifing a location of free-wheeling diode. In this paper, it explained the circuit operation of each mode and the waveform of each mode. Also the experiment results compare the voltage and current stress of free-wheeling diode in the existing circuit with the voltage and current stress of that in the propsed circuit. Moreover, it compares and analyzes the proposed circuit's efficiency with the existing circuit's efficiency according to the change of load current.

**Key Words** : ZCS-PWM, Boost, 환류 다이오드, 소프트-스위칭

### 1. 서 론

PWM DC-DC 컨버터는 고전력 출력과 제어의 용이성 때문에 넓은 범위에서 다양하게 사용되고 있다. 스위칭 주파수의 증가는 더욱더 작은 크기의 인덕터와 캐패시터를 사용하게 한다. 그러나, 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실이나 EMI 노이즈를 증가시킨다[1,2]. 고주파시 하드-스위칭으로 구동하게 되면 스위칭 손실은 더욱더 증가하게 되고, 안정도가 불안해진다[3]. 반면에 소프트-스위칭 PWM 기술은 턴온, 턴오프시 영전류 또는 영전압 스위칭 구동을 하기 때문에 이러한 문제를 충분히 해결한다. 스위칭 문제와 관련하여 SMPS의 기능을 향상시키기위해 다양한 방식의 소프트-스위칭 회로가 제안되었다[4]. DC-DC 컨버터가 더 높은 효율을 갖기 위해서는 기존의 PWM컨버터와 같이 전압 및 전류 스트레스가 적으며, 공진형 컨버터와 같이 소프트-스위칭을 하여 스위칭 손실도 줄일 수 있어 소프트-스위칭방식의 PWM 제어가 가능한 컨버터가 이상적이다. 이러한 대부분의 회로는 주 스위칭 소자의 공진모드를 없애기 위해서 보조 스위칭 소자를 사용하였다.

본 논문에서는 2개의 스위칭소자를 이용하여 고주파에서 구동되는 Boost형 ZCS-PWM 컨버터회로의 토폴로지를 제안하였다. 제안된 회로는 공진 스너버를 이용하여 턴 온시 ZCS, 턴 오프시 ZCZVS로 동작함으로써 하드-스위칭으로부터 일어나는 문제들을 해결하였다. 그러나, 제안된 회로에서는 모드상 다이오드의 직렬관계로 인하여 전압강화 현상이 나타난다. 그러나, 제안된 회로는 환류다이오드의 설계위치를 수정함으로써 높은 전압 및 전류스트레스를 감소시켰다. 동작모드는 시뮬레이션을 통하여 검증하였고, 최대출력 150W 이며, 실험파형은 출력 100W 100kHz에서 검증하였다.

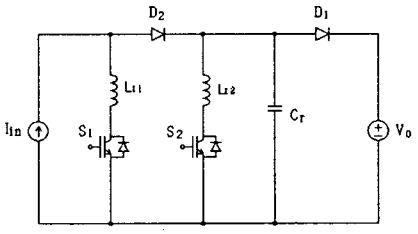


그림 1. 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터
Fig. 1 The conventional ZCS-PWM Boost converter

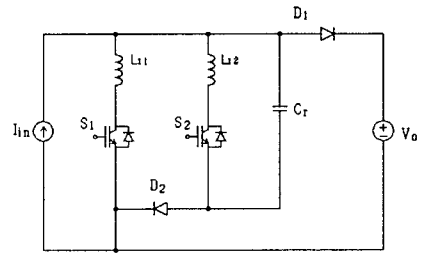


그림 2. 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터
Fig. 2 The processed ZCS-PWM Boost converter

† 교신저자, 正會員 : 인하대학교 전기공학과 교수
E-mail : youngsk@inha.ac.kr
* 正 會 員 : 인하대학교 전기공학과 석사
接受日字 : 2005년 4월 12일
最終完了 : 2005년 9월 8일

## 2. 본 론

### 2.1 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터

그림 2의 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터회로는 그림 1의 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터회로[5]에 비해서 회로의 부품수는 같으나, 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터회로에서는 다이오드(D1,D2)가 직렬관계로 인하여 다이오드의 전압강하 현상이 더 심해지게 된다. 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터회로에서는 환류다이오드(D2)의 위치를 수정함으로써 전압 및 전류스트레스가 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터 회로의 환류다이오드 전압스트레스에 비해서 떨어지게 된다. 다

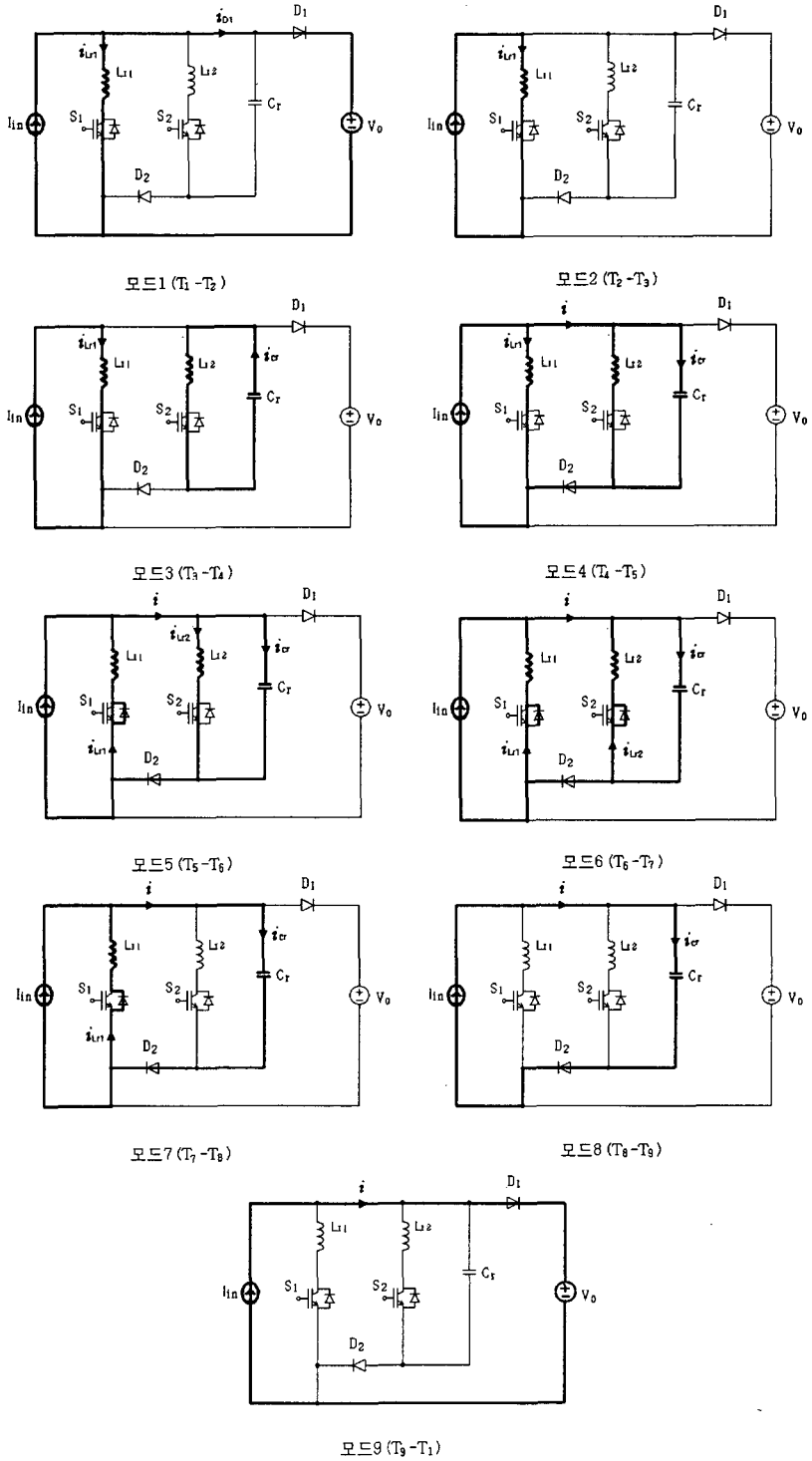


**그림 3.** 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터의 동작모드
**Fig. 3** Operation modes of the proposed circuit

이오드의 전압 및 전류스트레스가 떨어지게 되면 다이오드의 내압이 작은 것을 사용할 수 있으므로, 대량의 SMPS를 제작할 때는 경제적으로 큰 이익을 볼 수 있다.

### 2.2 동작원리 및 회로해석

제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터회로의 전체적인 동작은 그림 3과 같이 9개의 동작 모드로 나눌 수 있고, 각 모드별 주요 파형은 그림 4와 같다. 모드별 정상상태 해석을 위해서, 모든 반도체 소자들은 이상적이며, 출력전류(Iin)는 일정하고, 공진 캐패시터 Cr의 전압은 출력전압 V0와 동일하다고 가정한다.

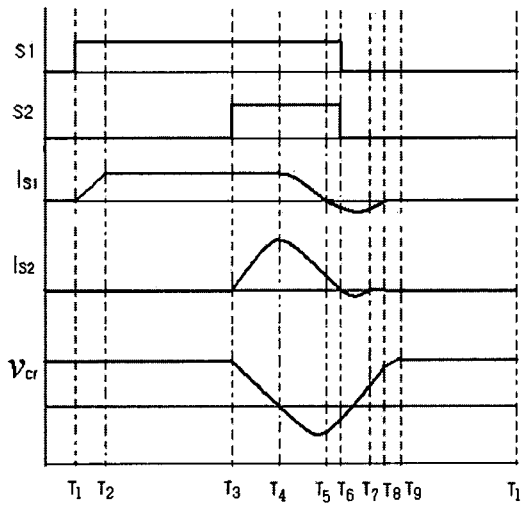


**그림 4.** 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터의 각 부 파형
**Fig. 4.** Each mode waveform of the proposed circuit

MODE 1(T1-T2) : 전 모드에서 $C_r$은 $V_o$만큼 충전되어 있는 상태이고, $I_{in}$은 $D_1$을 통하여 흐르고 있다. T=T1에서 주 스위치($S_1$)가 ZC 상태로 on되고 $i_{Lr1}$은 0에서 $I_{in}$이 될 때까지 서서히 증가한다.

MODE 2(T2-T3) : T=T2에서 $i_{Lr1}$이 $I_{in}$까지 상승하고 D1은 off 가 되면서 $I_{in}$은 주스위치(S1)을 통하여 흐른다.

MODE 3(T3-T4) : T=T3에서 보조스위치(S2)가 $L_{r2}$의 영향으로 ZC상태로 on되고, $L_{r2}$와 $C_r$사이에 공진이 일어난다. T=T4일때 $v_{cr}$=0이 된다.

MODE 4(T4-T5) : T=T4에서 $v_{cr}$=0 이 되면 D2가 on 된다. $i_{Lr1}$은 서서히 감소하여 T=T5일 때 $i_{Lr1}$은 0이 된다.

MODE 5(T5-T6) : T=T5일때 주스위치(S1)의 다이오드를 통하여 흐르기 시작한다. T=T6일때 $i_{Lr2}$는 0이 된다.

MODE 6(T6-T7) : T=T6일때 보조스위치(S2)의 다이오드를 통하여 흐르기 시작한다. 이 구간에서 주스위치(S1),보조스위치(S2)를 off한다. T=T6에서 $i_{Lr2}$는 0이 된다.

MODE 7(T7-T8) : T=T8에서 주스위치(S1)의 다이오드는 off 되고 공진이 끝이 난다.

MODE 8(T8-T9) : $C_r$은 서서히 충전하면서, T=T9일때 $v_{cr}$은 $V_0$값을 가지게 되고 D1은 on이 된다.

MODE 9(T9-T1) : T=T9일때 D1은 on이 되면서 $I_{in}$은 D1을 통하여 $V_o$로 흐른다. T=T1일때 주스위치(S1)이 on 된다.

### 2.3. 안정도 회로의 구성

그림 5는 안정도 회로의 구성을 나타낸다. 부품의 기생 요소들에 의하여 부하 변동에 따른 출력 전압의 저하가 발생하면 안정화 시켜줄 수 있는 부궤환 제어 회로가 필요하게 된다. 부궤환 제어 회로의 예로서 펄스폭변조(PWM)방식을 들 수 있다. 출력 전압과 기준 전압 ($V_{ref}$)을 비교하여 생긴 오차를 오차 증폭기(Error Amplifier)에서 증폭하고, 이 출력을 비교기(comparator)에서 톱니파(saw tooth wave)와 비교하여 구형파 펄스를 생성한다.

입력전원이나 부하의 변화 때문에 생기는 출력 전압 V0의 작은 변화는 오차증폭기의 -입력에 의해 감지되고, 오차증폭기의 +입력의 레퍼런스 전압과 비교한다. 오차증폭기의 출력은 다시 비교기의 -입력의 삼각파 전압과 비교되어 스위칭소자의 게이트 신호로 들어가게 된다. 입력전원이 증가하게 되면 출력전압 V0가 증가하게 되며, 출력전압의 증가는 오차증폭기의 출력을 감소시킨다. 오차 증폭기 출력의 감소는 삼각파와 비교되서 게이트 신호의 도통구간을 줄이게 된다. 따라서, 출력전압은 원하는 값으로 돌아가게 되는 것이다.

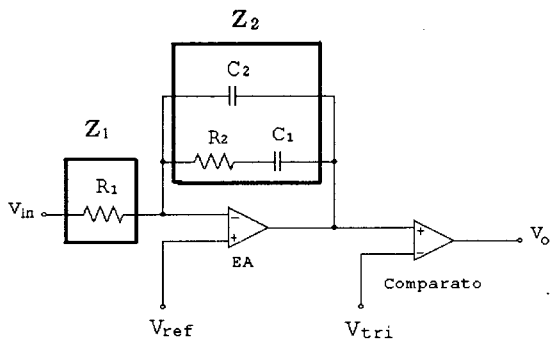


**그림 5.** FeedBack Loop 회로의 구성
**Fig. 5.** Feedback circuit to make output voltage stable

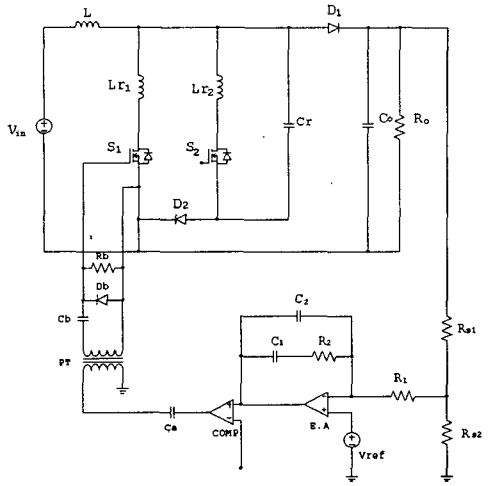


**그림 6.** 제안된 컨버터 회로의 전체 시스템 구성도
**Fig. 6.** Total system of the proposed converter circuit

안정도 회로에 필요한 소자들로써 $R_1$, $R_2$, $C_1$, $C_2$ 값을 구하면,

R2/R1는 E.A 이득값이다. 따라서,

$$20\times\log(R2/R1)=42 \quad (1)$$

$$R2/R1=125.9$$

R1=500$\Omega$으로 정하면 R2=63$K\Omega$이 된다.

$C_1$과 $C_2$를 구하면

$$f_z=\frac{1}{2\pi R_2 C_1},\ f_{po}=\frac{1}{2\pi R_1(C_1+C_2)},$$

$$f_p=\frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (2)$$

C1=252pF, C2=63pF

fpo : fz에서 -1 기울기로 E,A 이득값이 0dB과 만났을 때의 주파수

fz : 회로에서 0dB일때 주파수

fp : 회로에서 pole에서의 주파수

여기서 R1,R2,C1,C2 은 회로에서의 제어기 파라미터 값이다.

식(1)와 (2)에서 구한 R1,R2,C1,C2를 이용하여 회로를 설계하였다.

안정도 회로구성은 출력 전압의 저하가 발생하면 안정화 시켜줄 수 있는 부궤환 제어 회로이다. 스위칭소자를 제어할 때 안정도 회로를 구성하여 실험을 하였으며, 이로 인하여 출력전압을 안정화시킬수 있게 되었다.

제안된 회로에서의 $I_{in(pk)}$ 값은 아래의 식을 사용한다.

$$I_{\in(pk)}=\left(\frac{\sqrt{2}P_o}{\eta\%\times V_\in}\right)\times 100 \quad (3)$$

($P_o$:출력전력 $\eta\%$:효율 $V_{in}$:입력전압 $I_{in(pk)}$:입력전류 피크치)

$$I_{in(pk)}=\left(\frac{\sqrt{2}\times 100}{90\times 30}\right)\times 100$$
$$=5.2A$$

$\alpha_{Boost}$식과 $\beta$ 식을 이용하여 $Lr_1$,$Lr_2$를 구할수 있다.

$Lr_1$이 15$\mu H$ 이라면,

$$\beta=\frac{Lr_2}{Lr_1}=0.8 \quad (4)$$

$$Lr_2=0.8\cdot Lr_1=0.8\times 12\times 10^{-6}$$
$$=12\mu H$$

$$\alpha_{Boost}=\frac{I_{in(pk)}}{V_o}\sqrt{\frac{10Lr_2}{Cr}}=0.7 \quad (5)$$

$$Cr=\frac{Lr_2\cdot I_{in(pk)}^2}{4.9V_o^2}$$
$$=\frac{12\times 10^{-6}\times 5.2^2}{4.9\times 50^2}=26nF \quad (6)$$

## 3. 실험결과

표 1. 스위칭소자의 스위칭 소자의 조건
**Table 1.** Switching condition of switching element

| 반도체 소자 | 턴 온 상태 | 턴 오프 상태 |
|---|---|---|
| 주 스위치 | ZCS | ZCZV |
| 보조 스위치 | ZCS | ZCZV |

제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터의 동작파형을 확인하기 위해서, 스위칭 주파수 100kHz로 구동되는 시스템을 제작하였다. 표 1에서는 스위칭 소자의 스위칭 조건을 나타냈으며, 실험에 사용된 부품의 명칭과 수치는 표 2와 같다.

표 2. 실험에 사용된 소자의 파라미터
**Table 2.** Parameter used in experiments

| Component | Value/Model |
|---|---|
| 입력 전압(Vin) | 30[V] |
| 출력 전압(V0) | 50[V] |
| 출력 전류(I0) | 2[A] |
| 출력(P0) | 100W |
| 공진 캐패시터(Cr) | 26nF |
| 입력 인덕터(L) | 1.9mH |
| 공진 인덕터(Lr1) | 15$\mu$H |
| 공진 인덕터(Lr2) | 12$\mu$H |
| 주 스위칭 소자(S1) | IRF540 |
| 보조 스위칭 소자(S2) | IRF540 |
| 정류용 다이오드 | PBS 2506 |
| 다이오드(D1,D2) | D25-04C |

아래 실험은 표2의 파라미터를 사용하였다. 주스위치와 보조스위치가 턴 온,턴 오프시 $Lr_1, Lr_2$ 로 인하여 전류가 서서히 상승하고 하강하는 것을 볼수 있다.

그림 6은 표 2에 사용된 파라미터를 사용하여 실험한 주 스위칭 소자 전압, 전류 파형을 나타낸 것이고, 그림 7, 8은 턴 온과 턴 오프시 ZCS, ZVS 동작을 보기위해서 그림 6의 시간간격을 줄여서 본 파형이다. 그림에서 보듯이, 턴 온시 전류가 서서히 증가하고, 오프시 전압이 서서히 증가하면서 스위칭 손실을 줄임을 볼 수 있다.

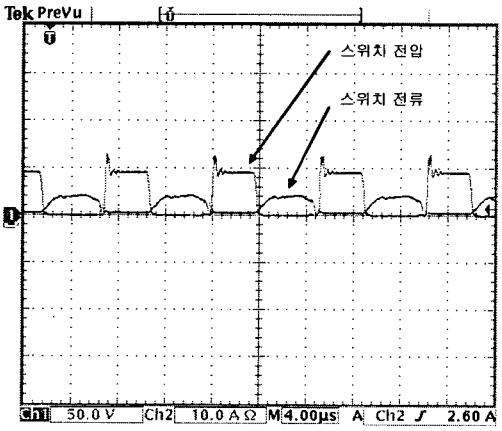


그림 6. 제안된 컨버터 회로의 전체 시스템 구성도
Fig. 6. Total system of the proposed converter circuit

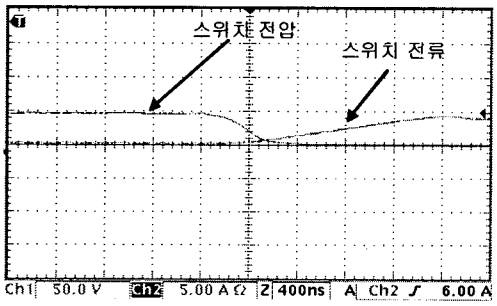


그림 7. 턴온시 주 스위치 전압.전류 파형
Fig. 7 Voltage and current waveforms of the main switch when the main switch turns on(50V/div, 5A/div, 400bs/div)

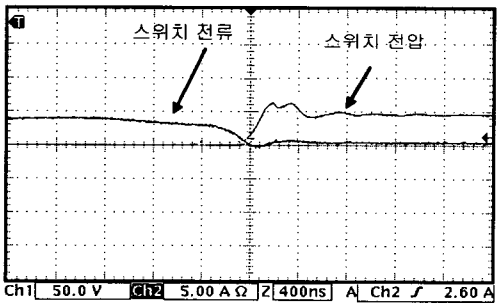


그림 8. 턴오프시 주 스위치 전압.전류 파형
Fig. 8 Voltage and current waveforms of the main switch when the main switch turns on(50V/div, 5A/div, 400bs/div)

그림 9는 보조 스위칭 소자 전압, 전류 파형을 나타낸 것이고, 그림 10은 턴 온과 턴 오프시 ZCS, ZVS 동작을 보기위해서 그림 9의 시간간격을 줄여서 본 파형이다. 그림에서 보듯이, 주 스위칭 소자와 같이 전류가 서서히 증가하고, 오프시 전압이 서서히 증가하면서 스위칭 손실을 줄임을 볼 수 있다

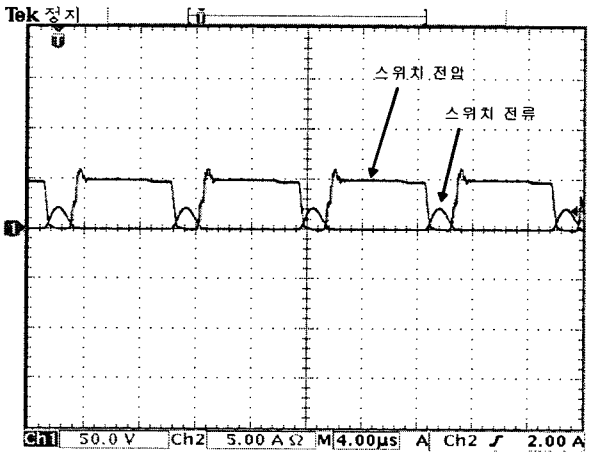


그림 9. 보조 스위치 전압.전류 파형
Fig. 9 Voltage and current waveforms of auxiliary switch

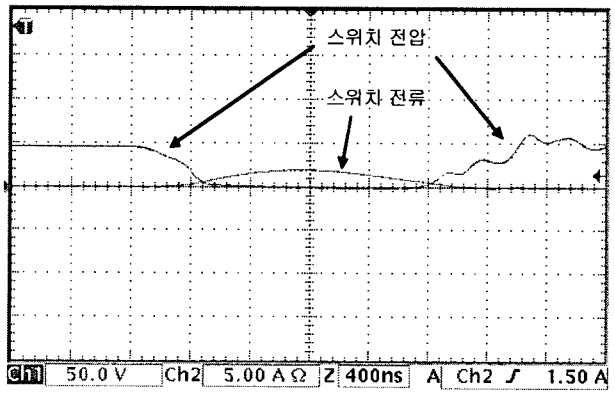


그림 10. 보조 스위치 턴온.턴오프시 전압.전류 파형
Fig. 10 Voltage and current waveforms of main switch when auxiliary switch turns onand off(50V/div, 5A/div, 400bs/div)

그림 11은 기존 회로의 환류다이오드 전압, 전류 스트레스 파형이고, 그림 12는 제안된 회로의 환류다이오드 전압, 전류 스트레스 파형을 나타낸다. 기존의 회로에서는 모드1 과 모드9 에 해당하는 구간에서 다이오드가 직렬연결로 인하여 전압, 전류 스트레스가 높은 것을 알수가 있다. 그러나, 제안된 회로에서는 모드1 과 모드9 에 다이오드의 직렬연결을 없앰으로써 다이오드에 전압이 인가될때 전압이 급격하게 상승하는 부분에서 전압스트레스가 감소하고, 전류가 흐르는 시간이 짧아지므로 효율 증가가 생깁니다.

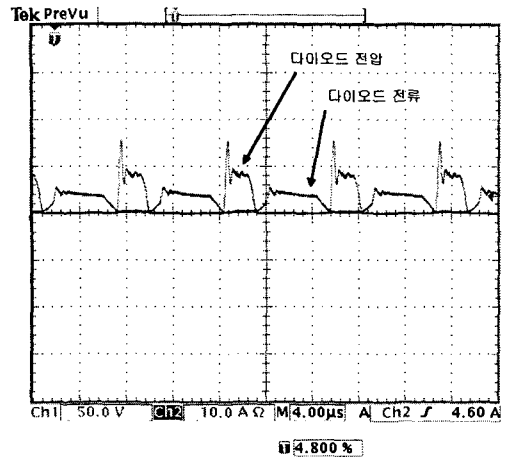


**그림 11.** 기존 회로의 환류 다이오드 전압.전류 파형

**Fig. 11** Voltage and current stress of the free-wheeling diode in the conventional circuit(50V/div, 5A/div, 400 bs/div)

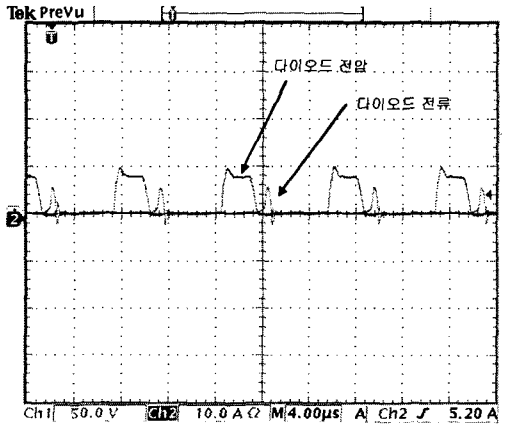


**그림 12.** 제안된 회로의 환류 다이오드 전압.전류 파형

**Fig. 12** The voltage and current stress of the free-wheeling diode in the proposed circuit(50V/div, 5A/div, 400 bs/div)

그림 13, 14는 안정도 회로와 관련된 그림으로써, 그림 13은 Feedback Loop를 구성하지 않은 Open Loop로 구동할 때

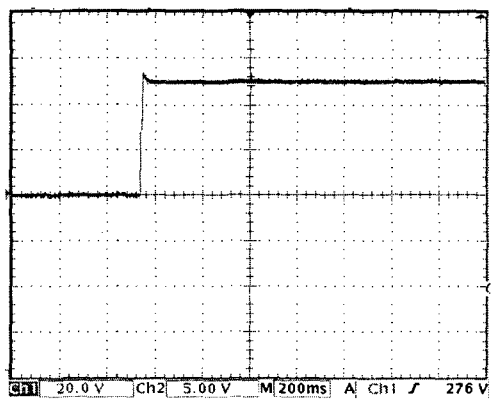


**그림 13.** Open Loop 일 때의 출력파형

**Fig. 13** Output voltage in open loop(20V/div, 200ms)

를 나타낸 것이고, 그림 14는 안정도 회로를 포함한 Feedback Loop를 구성했을 때의 파형을 나타낸 것이다. 그림 14에서 스타팅시 그림 13에 나타나는 과도전압을 안정도 회로를 구성함으로써 제거함을 알 수 있다.

Feedback loop를 사용함으로써 출력전압이 순간 상승하는 부분을 감소시키는 것을 확인할수 있다. 그러므로써 출력이 좀더 안정화 된다는 것을 보여준다.

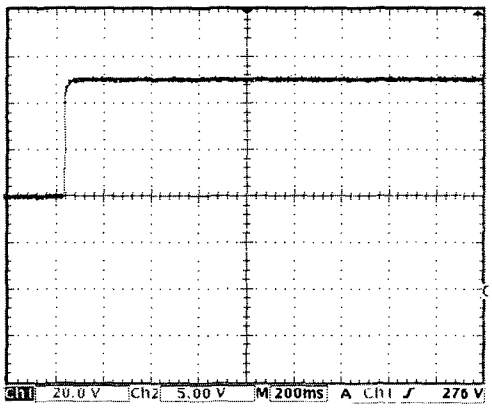


**그림 14.** Feedback Loop일 때의 출력파형

**Fig. 14** Output voltage in feedback loop(20V/div, 200ms)

그림 15는 제안된 ZCS-PWM Boost 컨버터 회로와 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터의 부하변화에 따른 효율 변화를 보여준다. 같은 소자를 가지고 100[W]에서 기존의 회로와 제안된 회로를 실험하여 얻은 효율을 비교한 것입니다.

**표 3.** 부하 변화에 따른 효율 측정

**Table 3.** The measure of efficiency as changing load current

| | 효율(기존회로) | 효율(제안회로) |
|---|---|---|
| 부하1 | 89.69% | 92.43% |
| 부하2 | 85.96% | 91.67% |
| 부하3 | 84.43% | 89.13% |
| 부하4 | 82.43% | 85.50% |
| 부하5 | 76.93% | 80.11% |

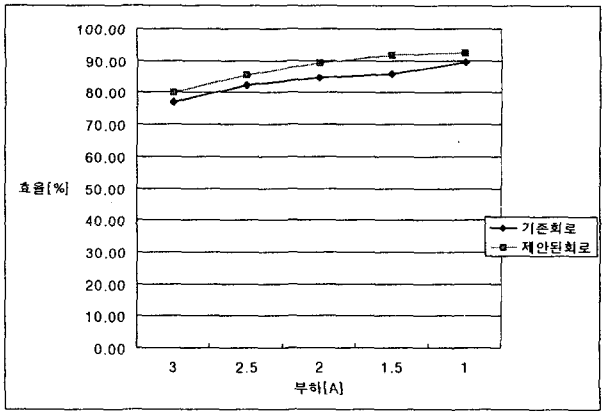


**그림 15.** 부하 변화에 따른 효율 비교

**Fig. 15.** The comparison of efficiency as changing load current

제안된 회로가 기존의 컨버터에 비해 2-3%의 효율이 높은 것으로 나타난다. 부하전류가 증가하면서 효율이 증가하는 것은 소프트-스위칭의 경우, 출력 전력이 증가하는 동안 스위칭 손실은 거의 변화가 없기 때문이다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 스위칭소자 2개를 사용하여 소프트-스위칭으로 구동하는 ZCS-PWM 컨버터를 제안한다. 기존의 ZCS-PWM Boost 컨버터와 부품 수는 갖게 설계하면서 환류다이오드의 위치를 수정함으로서 전압 및 전류스트레스를 강하시킨 개선된 ZCS-PWM Boost 컨버터를 제안하였다. 특히 고전력 출력을 필요로 하는 DC-DC 컨버터에서는 다이오드의 내압이 큰 것을 사용하기 때문에 컨버터 제작시에 경제적으로 큰 이익을 가져올 뿐만아니라, 구동시에 다이오드에 크게 무리가 가지 않아 고장의 염려도 훨씬 줄일 수 있다. 아울러, 궤환루프에 안정도 회로를 구성함으로써 시스템 구동시 출력전압을 안정화시켰다. 100W, 100kHz ZCS-PWM Boost 컨버터를 설계하여 실험 파형을 제시함으로써 제안된 회로의 유용성을 입증하였다.

**감사의 글**

"이 논문은 2004년도 인하대학교의 지원에 의하여 연구되었습니다. (INHA-31546)"

## 참 고 문 헌

[1] A.Pietkiewicz and D.A.Tollik, "Snubber circuit and mosfet paralleling considerations for high power boost- based power-factor correctors", Proceeding of INTELEC'95,pp 41-45, 1995

[2] Ching-Jung.tseng,etc, "A Passive lossless Snubber cell for Nonisolated PWM DC/DC Converters", IEEE Trans. on IE,Vol.45, No4, pp 593-601, Aug. 1998

[3] Xuezhi WU, Xinmin JIN, Lipei HUANG and Guang FENG, "A Lossless Snubber for DC-DC Converter and Its Application in PFC", Proceedings of IPEMC 2000, Vol.3, pp 1144-1149, 2000

[4] Masa-aki Shimada and Mantaro Nakamura, "Single - Switch Auxiliary Resonant Converters", Proceeding of PCC-nagaoka,Japan, pp 811-814, 1997

[5] Fabio T.Wakabayashi, Marcelo J. Bonato, and Carlos A. Canesin, "Novel High-Power-Factor ZCS-PWM Preregulators", IEEE Trans. Vol.48, NO.2 , pp322-333, 2001

[6] Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, Mc Graw Hill, pp 427-460, Second Edition

[7] Keun-Soo Ma, Il-Hee Hong, Yang-Mo Kim "A New Zero-Voltage Switching PWM Converter with Zero-Current Switched Auxiliary Switch", 전기학회논문지 12 2003. Volume 52 Number 12, pp.632-640

[8] Dong-Ryul, Shin, Young-Min, Hwang, Dong-wan, Kim, Jung-In, Woo "A Study of the Digital Phase-shift Resonant Converter to Reduce the conduction Loss and Stress of the Switching Device", 전문대학논문지 3 2002. Volume 51 Number 1, pp.10-17

[9] Keith Billings. "SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK" pp 2.162-166 4.22-24 Second Edition

[10] 김희준 "스위칭 전원의 기본 설계" pp.25-35

## 저 자 소 개

**김 명 오(金 明 吳)**

1978년 2월 4일생. 2003년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 2003년 3월 동 대학원 전기공학과 석사

Tel : 032-860-7397

Fax : 032-863-5822

E-mail : happymo052@hanmail.net

**김 영 석(金 榮 石)**

1951년 6월11일생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전기공학과 교수

Tel : 032-860-7397

Fax : 032-863-5822

E-mail : youngsk@inha.ac.kr

**이 건 행(李 建 行)**

1975년 11월 16일생. 2002년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 2002년 9월 동 대학원 전기공학과 석사

Tel : 032-860-7397

Fax : 032-863-5822

E-mail : jameslee33@hanmail.net