

개선된 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터

(Improved AC/DC PFC ZVT Boost Converter)

유종규 · 김 용* · 배진용 · 이은영 · 조규만

(Jong-Gyu Ryu · Yong Kim · Jin-Yong Bae · Eun-Young Lee · Kyu-Man Cho)

요 약

본 논문에서는 보조 스위치의 하드 스위칭 문제를 개선한 AC/DC PFC(Power-Factor-Correction) ZVT(Zero-Voltage-Transition) Boost 컨버터에 관하여 논하였다. 기존의 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터는 주 스위치 턴온 시 보조 스위치를 함께 동작시켜 경부하시에도 강제적으로 영전압 스위칭이 가능하게 함으로써 전 부하범위에서 주 스위치 손실을 저감하였다. 그러나 보조 스위치에서의 손실이 크며 주 스위치의 턴온시 역방향 전류가 증가하는 문제점을 지닌다. 따라서 본 연구에서는 기존의 ZVT 컨버터에 단지 하나의 다이오드를 추가함으로써 보조 스위치의 전류 스트레스 및 주 스위치의 턴온시 역방향 전류를 감소시키게 되어 효율 향상을 기할 수 있었다. 본 논문에서는 MOSFET를 사용하여 640[W]급 시작품을 제작, 100[kHz]에서 실험하였다.

Abstract

This paper presents the improved AC/DC PFC(Power-Factor-Correction) ZVT(Zero-Voltage-Transition) Boost Converter. The conventional AC/DC PFC ZVT Boost Converter minimizes the switching loss of the main switch within all of the load range. That is because AC/DC PFC ZVT Boost converter makes the main switch and the auxiliary switch turn on simultaneously so that it makes ZVS(Zero-Voltage-Switching) possible at the light load. However, it has two problems that are large loss of the auxiliary switch and the increasing of the reverse current of the main switch. Therefore this research presents high efficiency to reduce the current stress of the auxiliary switch and the reverse current of main switch by adding a diode to the conventional ZVT converter. The prototype of 640[W], 100[kHz] system using MOSFET is implemented for this experimental verification.

Key Words : ZVT(Zero-Voltage-Transition), PFC(Power-Factor-Correction), Boost Converter

1. 서 론

본 논문에서는 보조 스위치의 하드 스위칭 문제를 개선한 AC/DC PFC(Power-Factor-Correction) ZVT(Zero-Voltage-Transition) Boost 컨버터에 관하여 논하였다. 최근 국제적으로 제정된 IEC

* 교신저자 : 동국대학교 전기공학과 교수
Tel : 02-2260-3720, Fax : 02-2260-3720
E-mail : kyee@dongguk.edu
접수일자 : 2005년 7월 27일
1차심사 : 2005년 7월 28일
심사완료 : 2005년 8월 16일

61000-3-2와 IEEE 519같은 규정에서 입력 전류에 대한 고조파 규제가 강화되면서 전원 공급 장치에는 역률개선 회로가 필수적으로 되었다. 일반적으로 역률 개선 회로로 DC/DC 컨버터 앞 단에 AC/DC PFC Boost 컨버터가 사용된다. 그러나 전력량이 증가함에 따라 주 스위치 및 주 다이오드의 스트레스로 인하여 전체 시스템의 효율이 저감되는 문제가 발생된다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위하여 다양한 소프트 스위칭 방식이 제안되었다[1-7].

이 중 ZVT 방식은 주 스위치 턴온시 보조 스위치를 함께 동작시켜 경부하시에도 강제적으로 영전압 스위칭이 가능하게 함으로써 전 부하범위에서 주 스위치 손실을 저감하였다[1-2]. 그러나 기존의 ZVT 방식을 이용한 AC/DC PFC Boost 컨버터는 보조 스위치의 하드 스위칭시와 주 스위치의 턴온시 역방향 전류가 증가하는 문제점을 지닌다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 연구에서는 개선된 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터를 제안하고자 한다. 제안된 컨버터는 기존의 ZVT 컨버터회로에 다이오드 하나를 추가함으로써 보조 스위치의 전류 스트레스 및 주 스위치의 턴온시 역방향 전류를 감소시키게 되어 고효율, 고역률 컨버터를 구현할 수 있다[5]. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작원리 및 특성에 대해서 논의하였으며, MOSFET를 사용하여 640[W]급 시작품을 제작, 100[kHz]에서 실험하였다

2. 본 론

2.1 기존의 ZVT Boost 컨버터

그림 1은 기존의 ZVT Boost 컨버터를 나타내며, 주 스위치(S)와 다이오드(D₀)의 영전압 스위칭(ZVS)을 이루기 위하여 일반적인 Boost 회로에 병렬로 공진 인덕터(L_r), 공진 커패시터(C_r), 보조 스위치(S_a), 보조 다이오드(D_{a1})를 첨가한 형태로서 최소의 소자를 사용한다. 또한 모든 부하 영역에서 주 스위치(S)가 안정적으로 영전압 스위칭 한다는 장점을 지닌다[1-2]. 그러나 주 스위치(S)의 영전압 스위칭을 위한 보조 스위치(S_a)가 하드 스위칭으로 턴오프되는 문제점을 지니고 있으며, 또한 보조 스위치(S_a)

의 턴온시 입력 전류가 모두 보조 회로에 흐르게 되어 보조회로에 높은 전류 스트레스를 일으키는 단점이 있다.

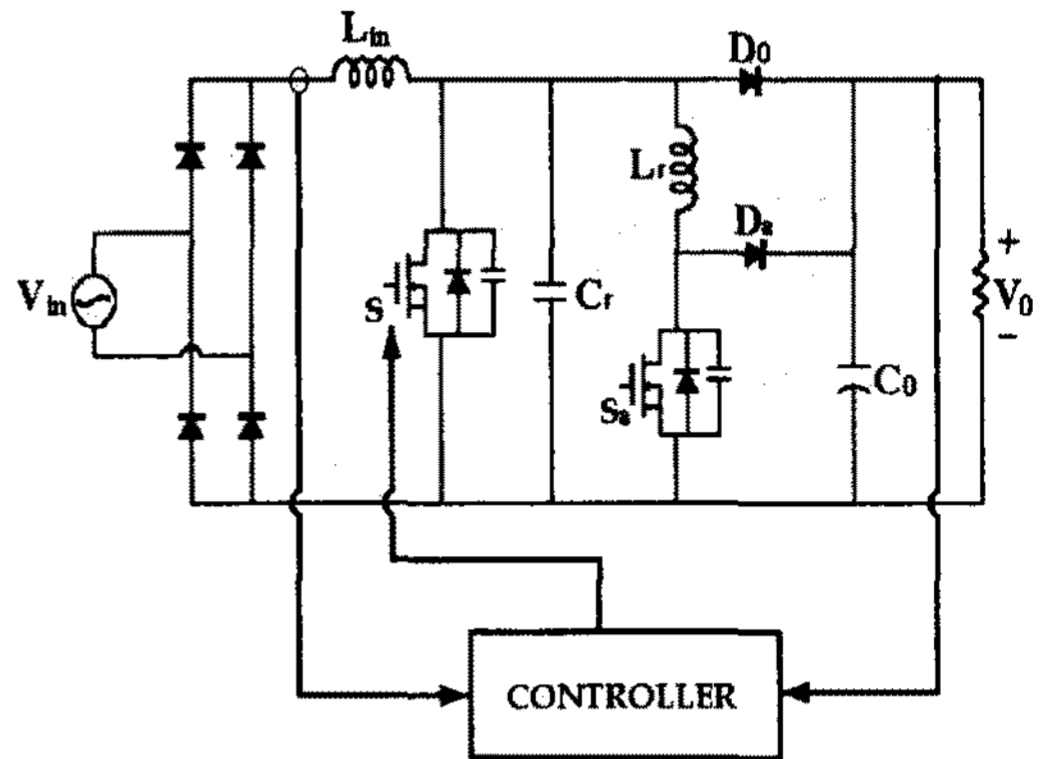


그림 1. 기존의 ZVT Boost 컨버터
Fig. 1. Conventional ZVT Boost Converter

2.2 제안된 ZVT Boost 컨버터

그림 2는 제안된 ZVT Boost 컨버터 회로를 나타낸다. 제안된 ZVT Boost 컨버터는 하나의 보조 스위치(S_a)와 두 개의 보조 다이오드(D_{a1}, D_{a2}), 그리고 공진 인덕터(L_r)와 공진 커패시터(C_r)를 각각 하나씩 사용하여 넓은 부하영역에서 영전압 스위칭 동작을 함으로써 안정된 소프트 스위칭 동작 영역이 확보되도록 하였다. 즉 기존의 ZVT Boost 컨버터에 비해 다이오드를 추가한 형태이지만, 기존의 컨버터가 지닌 문제점을 개선하여 효율을 향상시켰다.

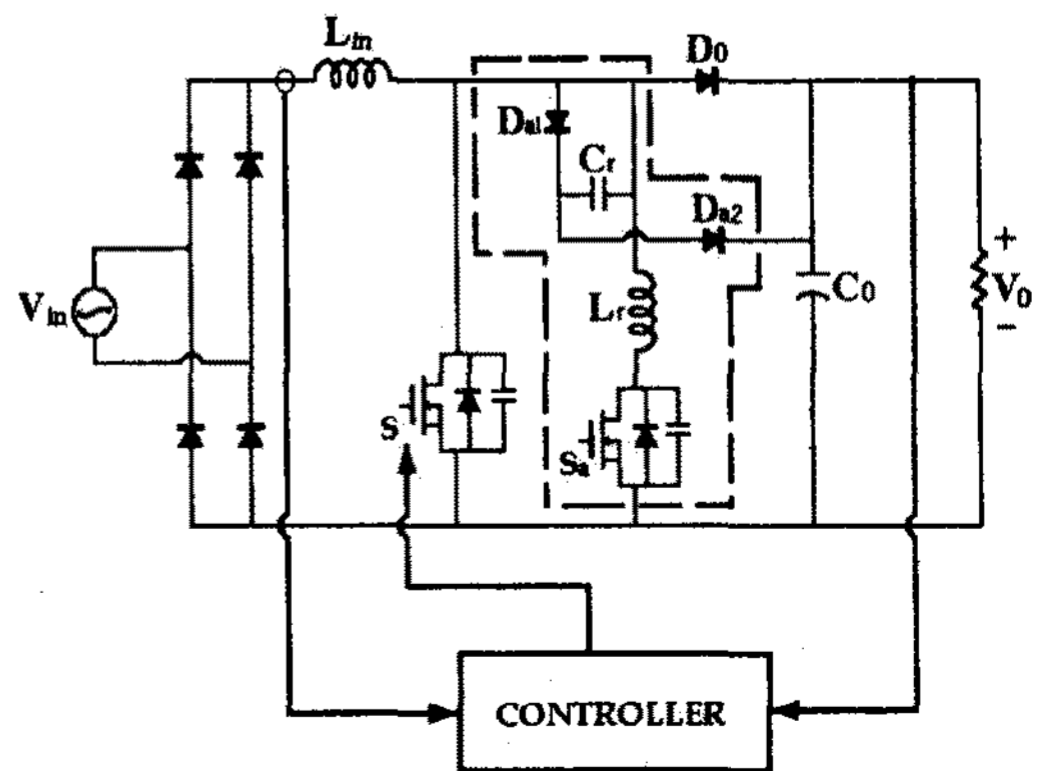


그림 2. 제안된 ZVT Boost 컨버터
Fig. 2. Proposed ZVT Boost Converter

개선된 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터

그림 3과 그림 4는 제안된 ZVT Boost 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가회로를 나타낸다.

모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 다이오드의 리플 전류는 무시한다.
- 3) 스위치 양단의 리플 전압은 무시한다.
- 4) 출력 커패시터를 포함한 부하단은 이상적인 전압원이다.

1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

보조 스위치(S_a)가 턴온되면 공진 커패시터(C_r)와 보조 다이오드(D_{a2})를 통하여 부하측으로 전력이 전달되며, 동시에 공진 인덕터(L_r)와 보조 스위치(S_a)에 식 (1)과 같은 전류가 흐른다.

$$I_{L_r} = \frac{V_o}{L_r} t - C_r \frac{dV_o}{dt} \quad (1)$$

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

모드 II에서 모든 전류는 공진 인덕터(L_r)와 보조 스위치(S_a)를 통하여 흐르며, 주 스위치의 역병렬 다이오드를 도통시키므로 부하와 관계없이 항상 영전압 스위칭(ZVT) 조건을 만족시키게 된다.

3) 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

모드 III는 보조 스위치(S_a)가 턴오프되고 주 스위치가 턴온되는 구간이다. 승압 인덕터(L_{in})는 주 스위치(S)를 통하여 에너지를 축적하며, 동시에 공진 인덕터(L_r)의 에너지에 의해서 보조 스위치(S_a)의 내장 커패시터가 충전된다. 이 때 주 스위치 전류는 식 (2)와 같다.

$$I_s = V_{in} \left\{ \frac{1}{L_{in}} - \frac{1}{L_r} \right\} t \quad (2)$$

4) 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

보조 회로의 공진 소자 사이에 에너지 수수가 완료되어 보조 스위치(S_a)의 역병렬 다이오드가 턴오프되고, 승압 인덕터(L_{in})는 주 스위치(S)를 통하여 계속적으로 에너지를 축적하는 구간이다. 주 다이오드(D)를 통한 전류의 흐름은 없으므로, 출력 커패시터(C_o)는 부하로 방전한다.

5) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

주 스위치(S)가 턴오프되면, 입력 전압과 승압 인덕터(L_{in}) 전압은 중첩되어 출력 커패시터(C_o)를 통하여 부하에 인가되고, 동시에 공진 커패시터(C_r)와 보조 다이오드(D_{a1} , D_{a2})를 통하여 출력측으로 에너지를 전달하는 경로가 추가된다. 이러한 추가적인 경로의 제공은 출력측으로 고밀도의 에너지 전달을 가능하게 하며, 주 다이오드(D_o)의 스트레스 저감을 통해 고효율 컨버터의 구현을 가능하게 한다.

6) 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

모드 VI에서 공진 커패시터의 충전이 완료되며, 주 다이오드(D_o)와 보조 다이오드(D_{a1} , D_{a2})를 통하

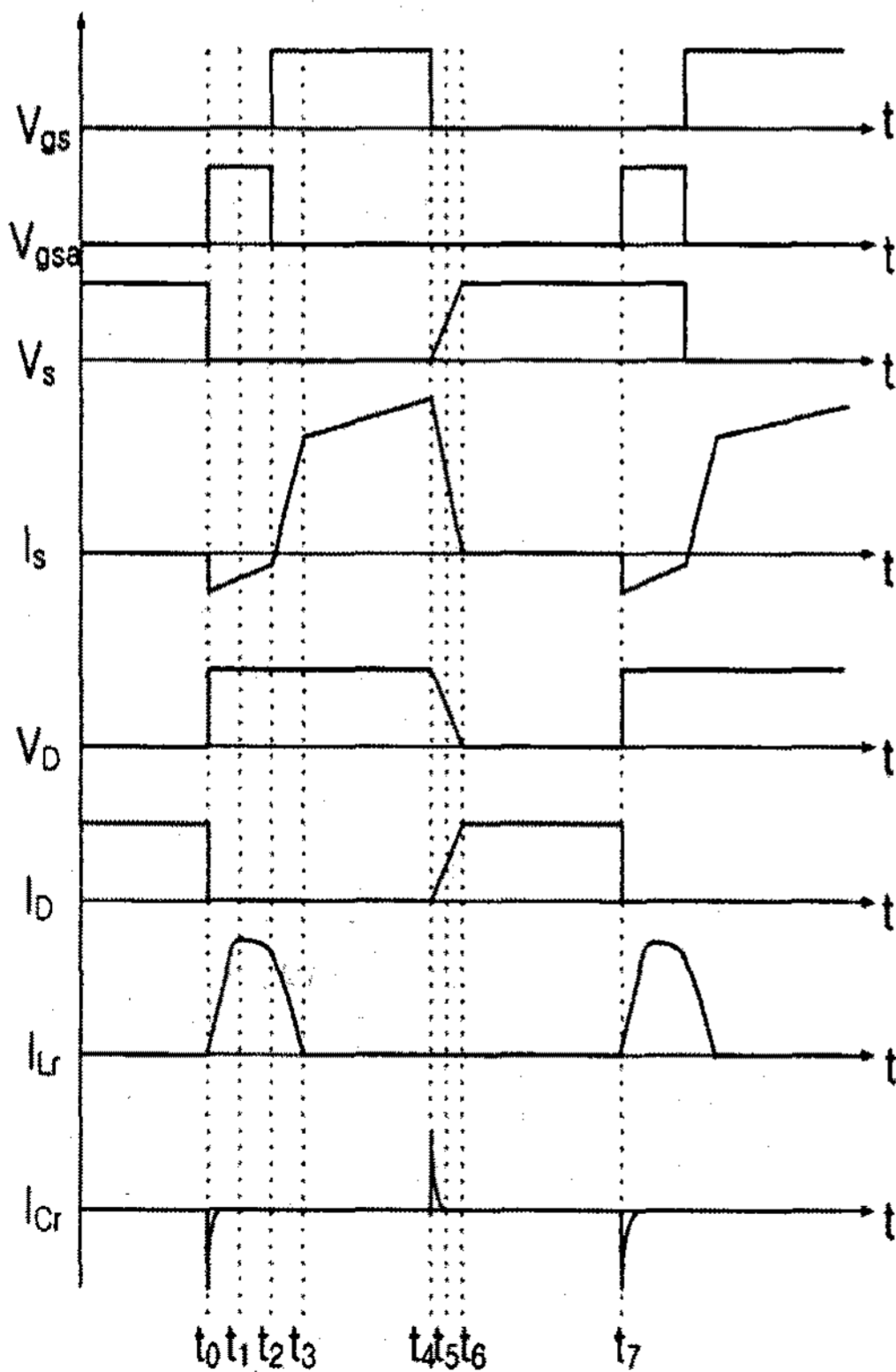


그림 3. 제안된 회로의 이론적인 각부 파형
Fig. 3. Theoretical waveforms of the proposed circuit

여 계속적으로 에너지를 전달하는 구간이다. 이 때 승압 인덕터 양단에 인가되는 전압은 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{L_{in}} = L_{in} \frac{di_{L_{in}}}{dt} \quad (3)$$

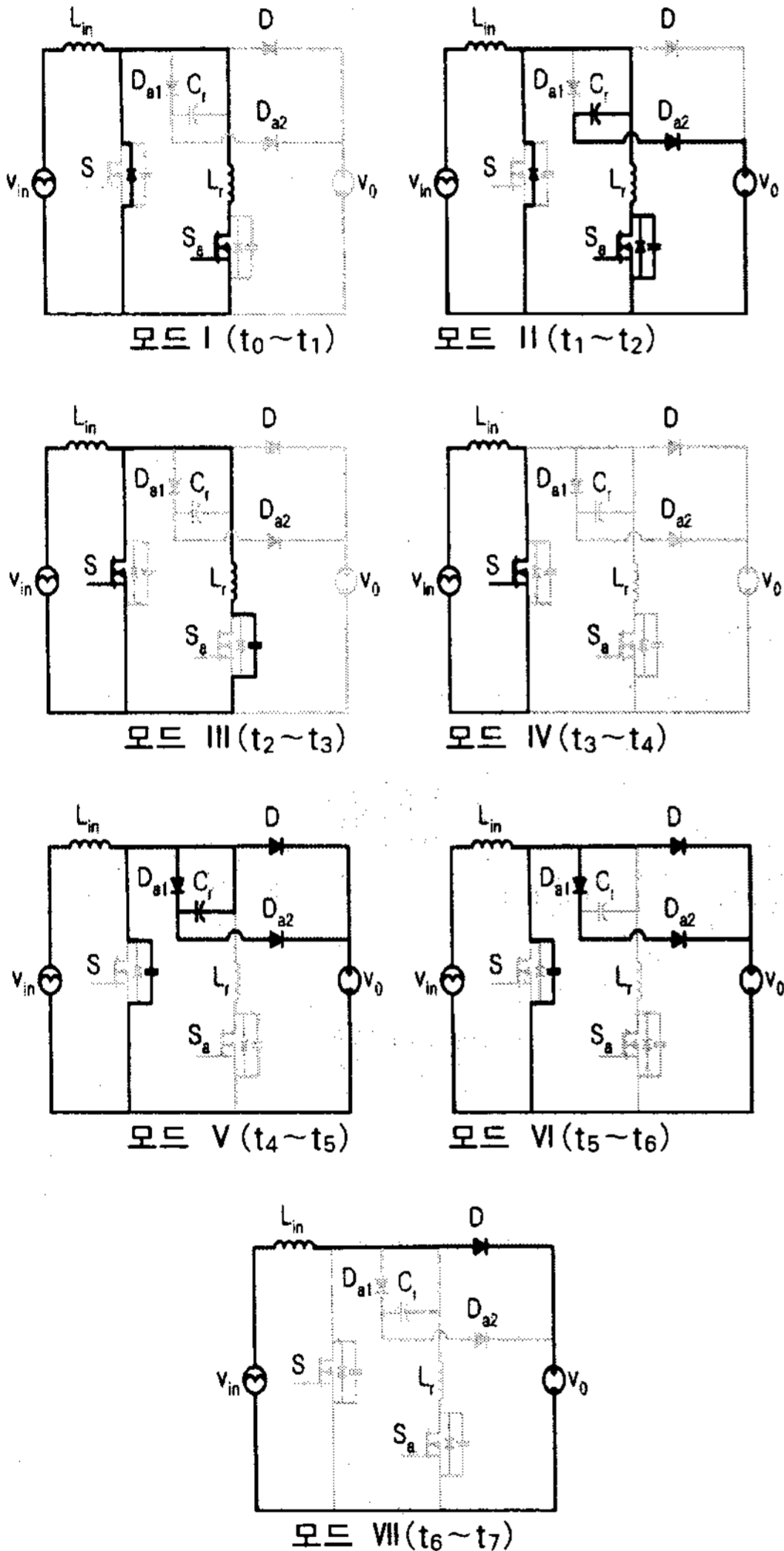


그림 4. 제안된 회로의 모드별 동작
Fig. 4. Theoretical waveforms of the proposed circuit

7) 모드VII : $t_6 \leq t \leq t_7$
주 스위치(S)가 턴오프되는 모드로서 입력 전압

과 승압 인덕터(L_{in})의 전압은 중첩되며, 부하측으로 전력이 전달된다. 인덕터에 흐르는 전류의 변화는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = -\frac{1}{L_{in}} V_{C_0} + \frac{1}{L_{in}} V_{in} \quad (4)$$

여기서 $i_{C_0} = i_{L_{in}} - i_{R_0}$ 을 (4)에 대입하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dV_{C_0}}{dt} = -\frac{1}{C_0} i_{L_{in}} - \frac{1}{C_0 R_0} V_{C_0} \quad (5)$$

2.3 보조회로 설계

제안된 ZVT AC/DC Boost 컨버터의 최적 동작을 위하여 공진 소자에 대한 적절한 설계가 필요하다. 공진 인덕터(L_r)는 주 다이오드의 역회복 전류를 막아주는 역할을 한다. 그러나 다이오드의 역회복 특성은 동작 조건에 따라 변하기 때문에 공진 인덕터(L_r)를 정확하게 설계하기 어렵고, 동시에 공진 인덕터(L_r)의 코어 손실과 온도 상승을 고려해야 한다. 주 다이오드의 역회복 시간을 t_{rr} 이라 하면, 공진 인덕터의 전류 상승 시간은 식 (6)과 같이 t_{rr} 의 3배 이상으로 해야 한다.

$$\frac{di_L}{dt} \geq \frac{I_{L_{peak}}}{3t_{rr}} \quad (6)$$

여기서 I_L : 공진 인덕터(L_r)의 실효 전류
 $I_{L_{peak}}$: 공진 인덕터(L_r)의 최대 전류

공진 인덕터(L_r)의 최대 전류는 식 (7)으로 나타낼 수 있다.

$$I_{L_{peak}} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (7)$$

공진 인덕터(L_r)의 전류 변화에 의해 발생하는 전압은 출력 전압 이상이므로 식 (8)의 관계가 성립된다.

$$L_r \frac{di_L}{dt} \geq V_o \quad (8)$$

개선된 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터

따라서 식 (7), (8)에 의해서 공진 인덕터(L_r)의 설계 조건은 식 (9)로 나타낼 수 있다.

$$L_r \geq \frac{V_o}{\frac{I_{L_{peak}}}{3t_{rr}}} \quad (9)$$

공진 커패시터(C_r)의 역할은 공진 인덕터(L_r)에 저장된 에너지의 환류 경로를 제공하여, 보조 스위치의 안정적인 영전류 스위칭을 담당한다. 공진 인덕터(L_r)에 저장된 에너지에 의해서 공진 커패시터(C_r) 크기가 정해지며, 식 (10)의 관계가 성립한다.

$$E_{C_r} < E_{L_r} \rightarrow (C_r \times V_o^2) < (L_r \times I_{L_{peak}}^2) \quad (10)$$

여기서 E_{C_r} : 공진 커패시터(C_r)에 저장된 에너지
 E_{L_r} : 공진 인덕터(L_r)에 저장된 에너지

따라서 공진 커패시터(C_r)의 조건은 다음과 같다.

$$C_r < \frac{L_r \times I_{L_{peak}}}{V_o^2} \quad (11)$$

위의 설계 조건과 실험을 통하여 공진 인덕터(L_r)는 5.1[μ H], 공진 커패시터(C_r)는 2.2[nF]으로 선정하였다.

2.4 실험 결과 및 특성비교

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위해 용량이 640[W]급인 기존의 ZVT Boost 컨버터와 제안된 ZVT Boost 컨버터를 각각 제작하여 실험하였으며, 경부하시의 특성 개선을 살펴보기 위해 25[%]의 부하를 중심으로 비교 및 분석을 하였다. 표 1은 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터를 나타내며, 그림 5는 제작된 컨버터를 나타낸다.

그림 6, 7은 경부하(25[%]부하)영역에서 기존의 ZVT Boost 컨버터와 제안된 ZVT Boost 컨버터의 입력 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 각각의 컨버터는 모두 경부하시에도 단위 역률을 유지하고 있음을 알 수 있다.

표 1. 실험에 사용된 소자와 회로 파라미터
 Table 1. Specifications and Parameters used in Experiment

입력 전압(V_{in})	AC 200[V]
출력 전압(V_o)	DC 400[V]
최대 출력(P_o)	640[W]
승압 인덕터(L_{in})	850[μ H]
브리지 정류 다이오드	D25XB60. Shindengen
주 스위치(S)	IXFR26N60Q. IXYS
보조 스위치(S_a)	MTP8N50E. Motorola
주 다이오드(D)	DSEI 30. IXYS
보조 다이오드(D_a)	SF20L60U. Shindengen
공진 인덕터(L_r)	5.1[μ H]
공진 커패시터(C_r)	2.2[nF]
출력 커패시터(C_o)	940[μ F]
스위칭 주파수(f)	100[kHz]
제어회로	UC 3854 / MC14528BC

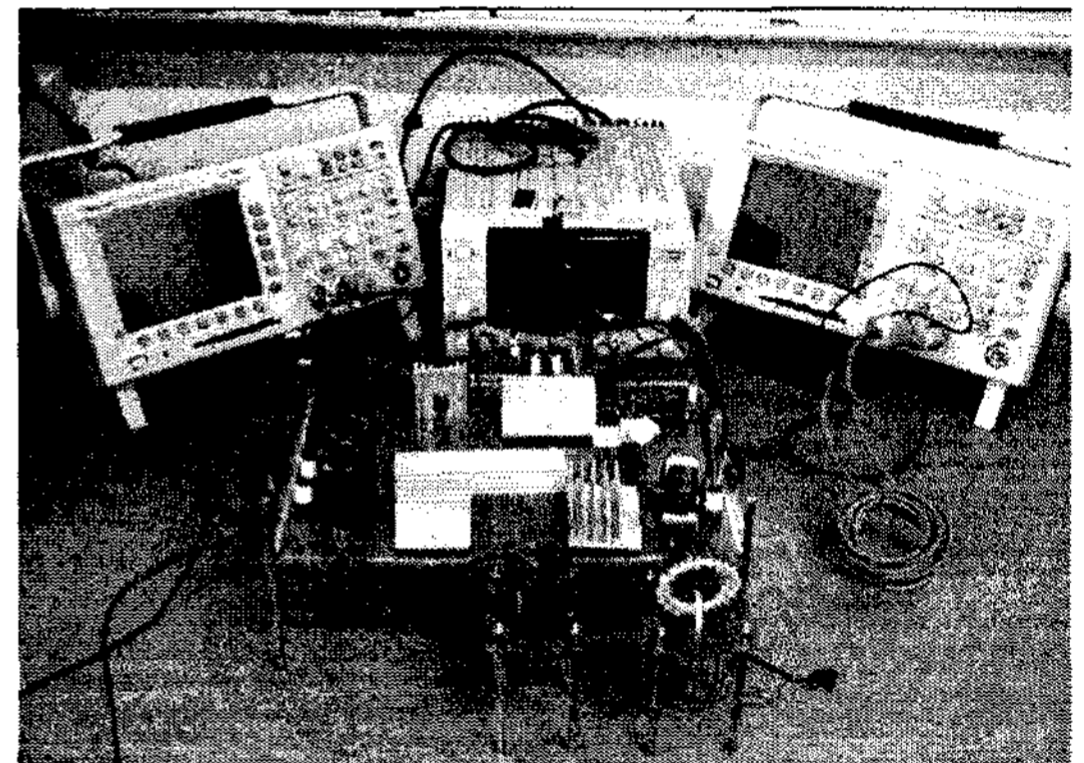


그림 5. 실험장치
 Fig. 5. Experimental apparatus

그림 8, 9는 경부하(25[%]부하)시, 주 스위치(S)의 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 기존의 ZVT Boost 컨버터는 경부하시까지 영전압 ZVT 스위칭을 안정적으로 동작하는 장점이 있으나, 주 스위치(S)의 턴온 전에 역전류가 크다는 문제점이 있으며, 이로 인해 보조 회로에 전류의 흐름이 많아지고 전류 스트레스가 증가되는 단점을 지닌다. 그러나 제안된 ZVT Boost 컨버터는 기존의 방식에 비하여 주 스위치(S)의 턴온 전에 역전류가 적게 흐르는 장점을 지닌다.

그림 10, 11은 경부하(25[%]부하)시, 보조 스위치 (S_a)의 전압 전류 파형을 나타낸다. 기존의 ZVT Boost 컨버터는 보조 스위치(S_a)의 턴오프시 하드 스위칭이 되지만, 제안된 방식은 보조 스위치(S_a)의 턴오프시 소프트 스위칭이 되는 장점을 지니고 있다.

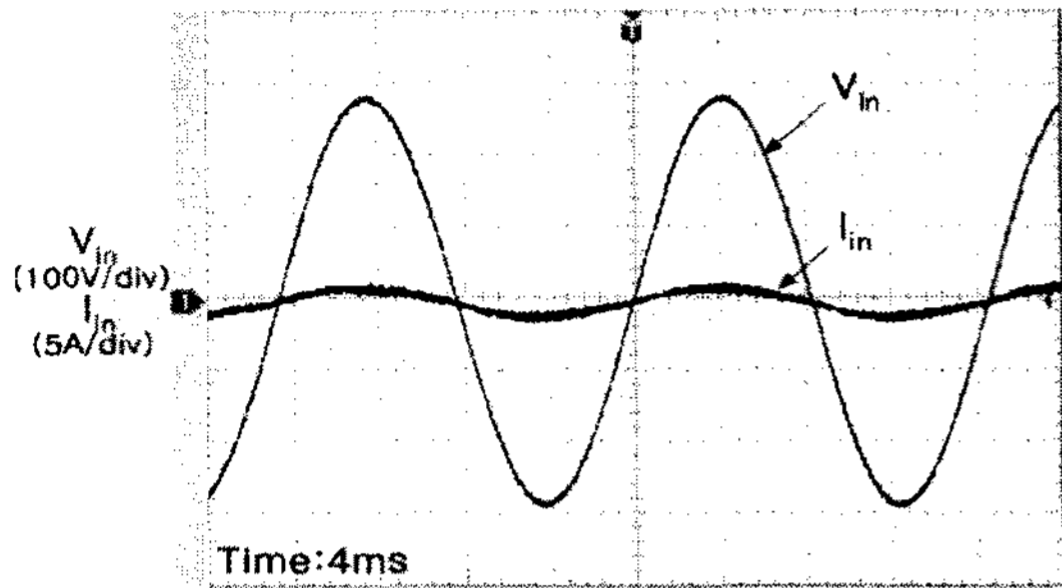


그림 6. 기존 컨버터의 전압 및 전류 파형(25[%]부하)
Fig. 6. Voltage and current waveforms of Input of a conventional PFC converter(25[%] Load)

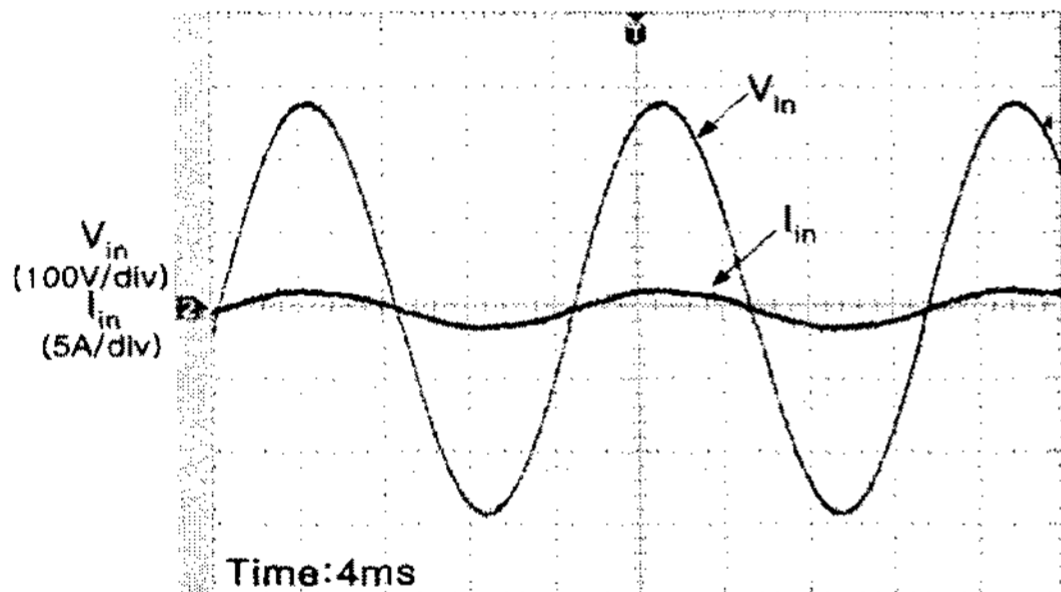


그림 7. 제안된 컨버터의 전압 및 전류 파형(25[%]부하)
Fig. 7. Voltage and current waveforms of Input of the proposed PFC converter(25[%] Load)

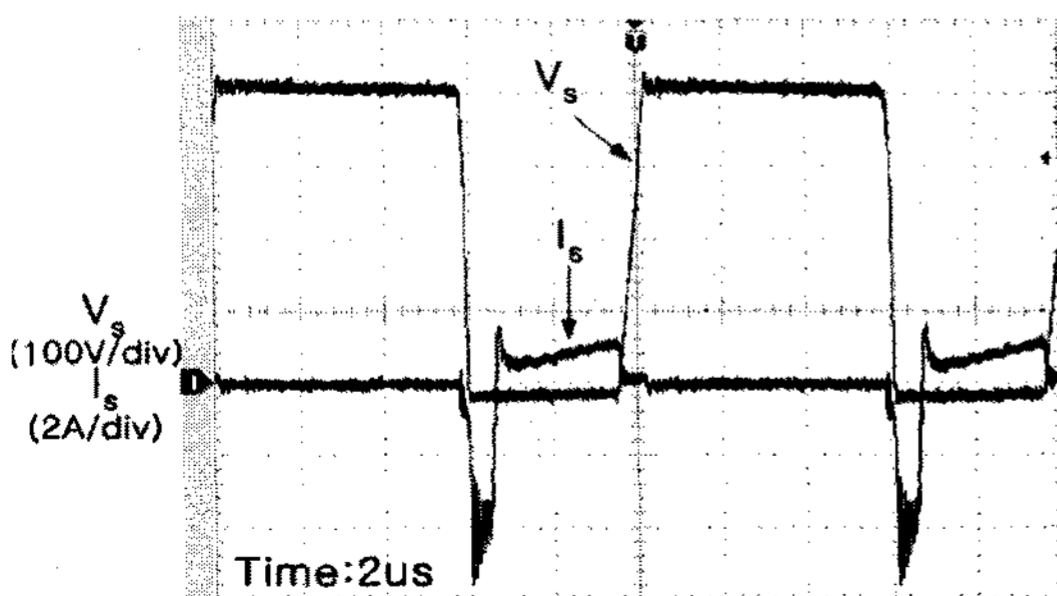


그림 8. 기존 컨버터의 주 스위치 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
Fig. 8. Voltage and current waveforms of main switch of a conventional PFC converter(25[%] Load)

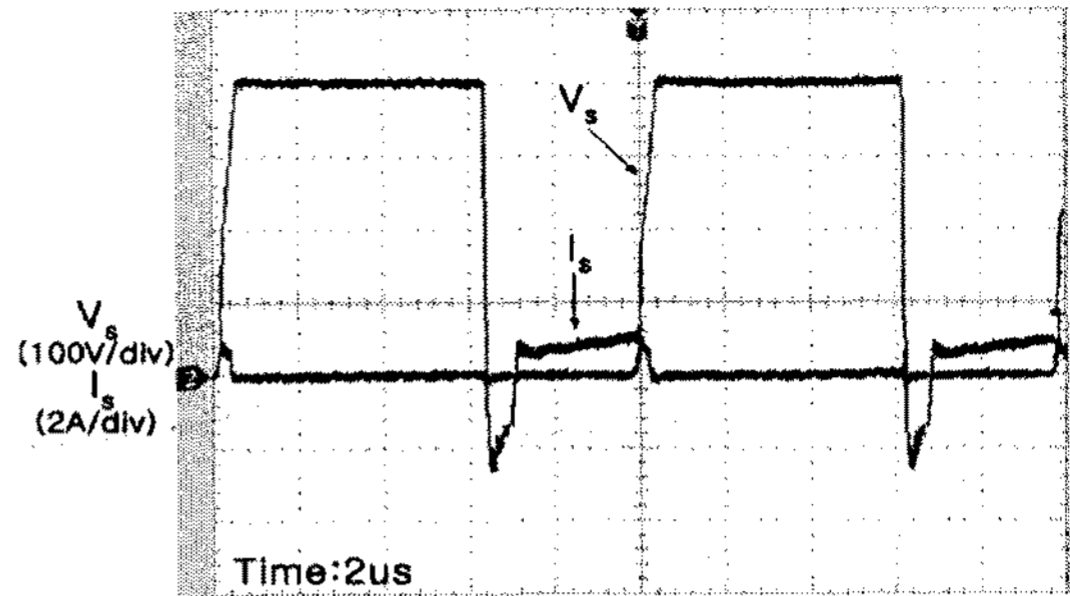


그림 9. 제안된 컨버터의 주 스위치 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
Fig. 9. Voltage and current waveforms of main switch of the proposed PFC converter(25[%] Load)

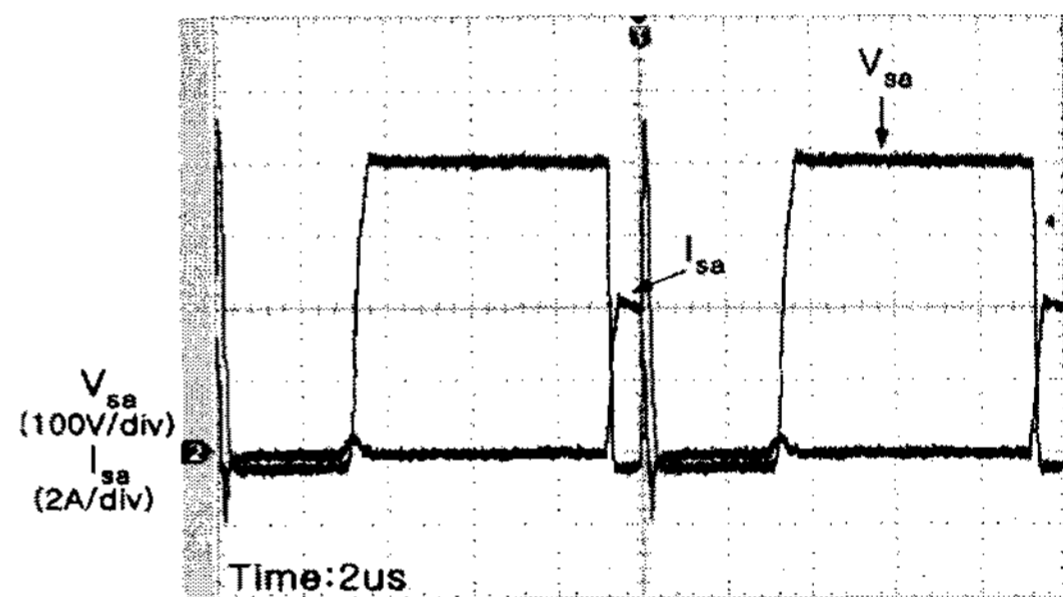


그림 10. 기존 컨버터의 보조 스위치 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
Fig. 10. Voltage and current waveforms of auxiliary switch of a conventional PFC converter(25[%] Load)

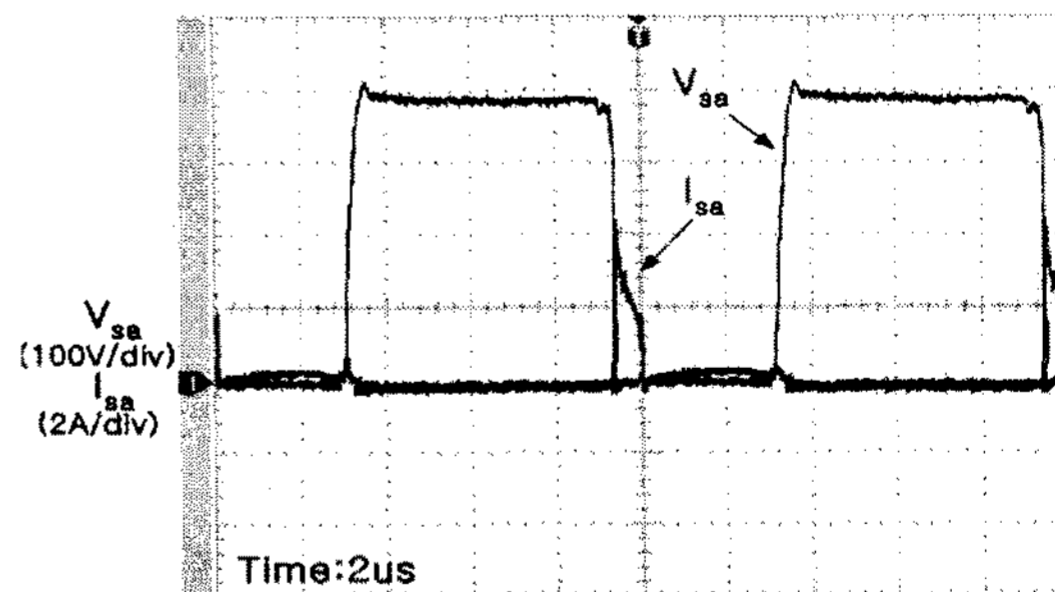


그림 11. 제안된 컨버터의 보조 스위치 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
Fig. 11. Voltage and current waveforms of auxiliary switch of the proposed PFC converter(25[%] Load)

그림 12, 13는 경부하(25[%]부하)시, 주 다이오드 (D_o)의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 소프트 스위

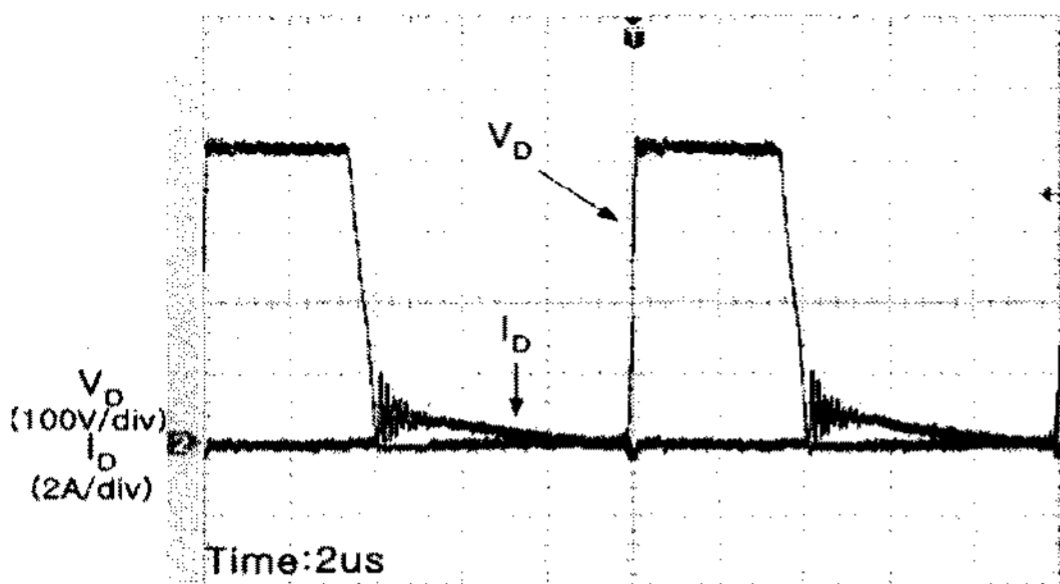


그림 12. 기존 컨버터의 주 다이오드 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
 Fig. 12. Voltage and current waveforms of main diode of a conventional PFC converter(25[%] Load)

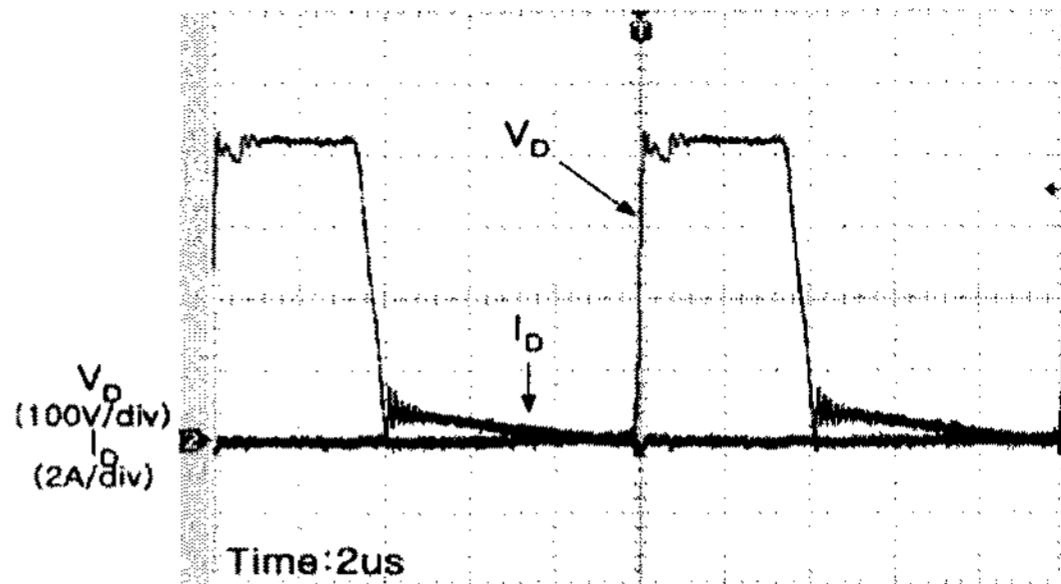


그림 13. 제안된 컨버터의 주 다이오드 전압 및 전류 파형(25[%] 부하)
 Fig. 13. Voltage and current waveforms of main diode of the proposed PFC converter(25[%] Load)

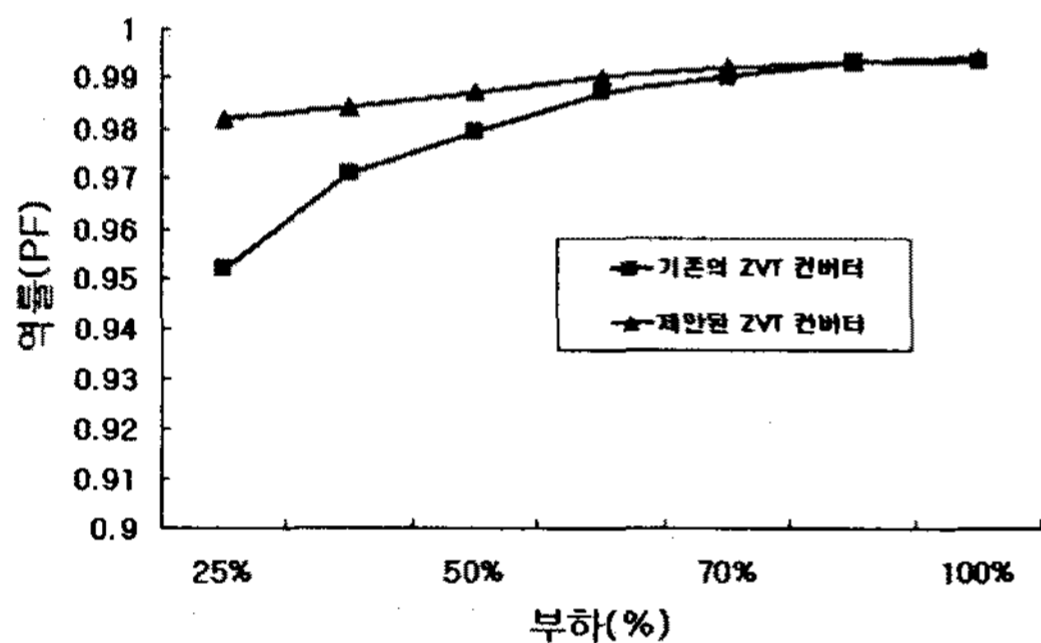


그림 14. 각각의 방식에 대한 역률 비교
 Fig. 14. Compared Power Factor for each topology

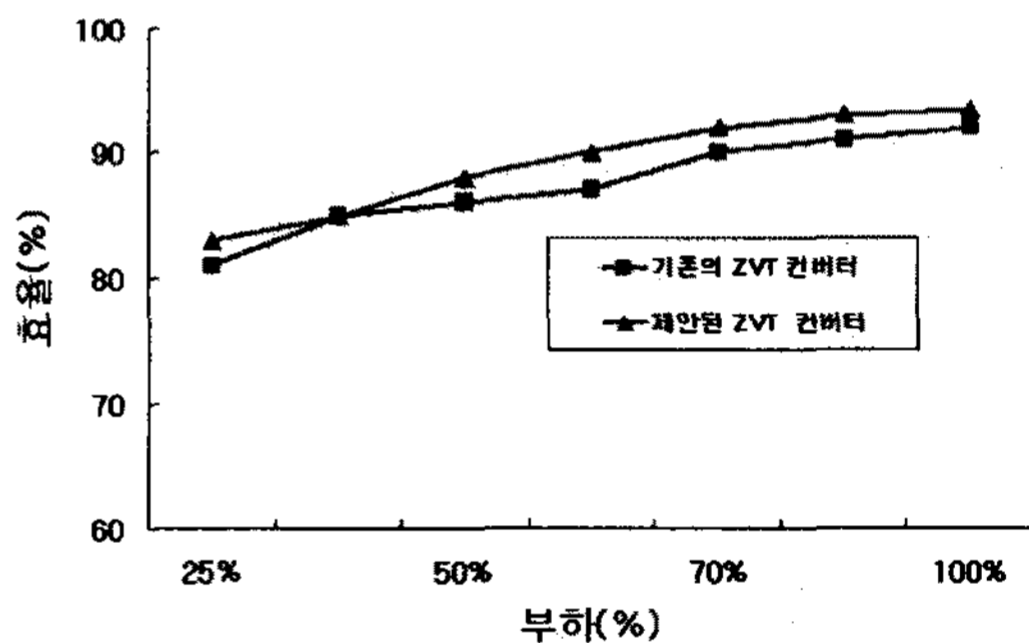


그림 15. 각각의 방식에 대한 효율 비교
 Fig. 15. Compared Efficiency for each topology

칭이 이루어짐을 확인하였다.

그림 14, 15는 각각의 방식에 대한 역률 및 효율의 비교를 나타낸다. 제안된 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터는 기존의 방식에 비하여 전 부하영역에 걸쳐 우수한 역률 및 효율을 지니고 있으며, 경부하(25[%]부하)에서 0.03[%]의 역률개선과 함께 최대 3[%]의 효율개선이 이루어짐을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 능동 스너버를 이용한 AC/DC PFC ZVT Boost 컨버터를 제안하였다. 개선된 ZVT Boost 컨버터는 기존의 ZVT Boost 컨버터와 달리 공진 커패시터(C_r)를 공유하는 추가 경로를 지니게

되므로 전류가 부하측과 공진 인덕터(L_r) 및 보조 스위치(S_a)로 나뉘어 흐른다. 따라서 보조회로에 가해지는 전류 스트레스가 낮아지는 장점을 지닌다. 동시에 보조 스위치(S_a)의 턴오프시 스위칭 손실도 상대적으로 저감되는 장점을 지니게 된다. 따라서 제안된 컨버터는 고역률, 고정밀도, 대전력이 요구되는 분야에 많은 응용이 가능하리라 판단된다.

References

- [1] G. Hau, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE Power Electronics Specialist Conf. Rec., pp. 55~61, 1992.
- [2] G. Hua, C.S. Lieu, and F.C. Lee, "Novel zero voltage transition pulse width modulated converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, pp.213-219, Mar 1994.
- [3] C. J. Tseng and C. L. Chen, "Novel ZVT-PWM Converter

with Active Snubbers," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, pp. 861~869, Sep 1998.

- [4] Berkovich, Y and Ioinovici, A "Dynamic model of zero-voltage-transition DC-DC boost converter," Proceedings of The 1999 IEEE International Symposium on, vol 5, pp. 254~257, 1999.
- [5] Lamaison, R. M, Casco, J, Esquivel, A, Bordonau, J and Peracaula, J "A design optimization criteria of a ZVT DC-DC boost converter," Proceedings of The 2000 IEEE International Symposium on, vol. 1, pp. 124~129, 2000.
- [6] Tae-Woo Kim, Hack-Sung Kim, and Hee-Wook Ahn, "An improved ZVT PWM boost converter," The Proceedings of The PESC'00, pp. 615~619, 2000.
- [7] J. H. Kim, D. Y. Lee, H. S. Choi, and B. H. Cho, "High performance boost PFC with improved ZVT converter," The Proceedings of The APEC'01, pp. 337~342, 2001.

◇ 저자소개 ◇

유종규 (劉鐘奎)

1975년 3월 13일생. 2001년 8월 동국대 전기공학과 졸업. 2005년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).

김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 동국대 전기공학과 교수.

배진용 (裨辰容)

1975년 8월 17일생. 1998년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2005년 8월~현재 특허청 전기사무관.

이은영 (李殷榮)

1958년 5월 7일생. 1995년 한국방송대학교 전자계산학과 졸업. 1998년 동국대 산업대학원 전기공학 전공 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989년~현재 대림대 사무관리처.

조규만 (曹圭滿)

1963년 4월 20일생. 1985년 2월 영남대 전기공학과 졸업. 1987년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1998년 2월 (주)삼영전자 부설연구소 설비팀장. 1998년~현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2000년 3월~현재 청주기능대학 전기과 교수.