

무손실 스너버를 적용한 고역률, 고효율 AC/DC Boost 컨버터에 관한 연구

배진용* · 김 옹* · 백수현* · 권순도**
 *동국대학교, **대림대학

A Study on the High-Power-Factor, High-Efficiency AC/DC Boost Converter with Non-Dissipative Snubber

Jin-Yong Bae*, Yong Kim*, Soo-Hyun Baek*, Soon-Do Kwon**
 *Dongguk University, **Daelim College

Abstract - Previous AC/DC PFC Boost Converter perceives feed forward signal of input and feedback signal of output for average current-mode control. Previous Boost Converter, the quantity of input current will be decreased by the decrease of output current in light load, and also power factor comes to be decreased. Also the efficiency of converter will be decreased by the decrease of power factor. The proposed converter presents the good PFC(Power Factor Correction), low line current harmonic distortions and tight output voltage regulations using non-dissipative snubber. The proposed converter also has a high efficiency by non-dissipative snubber circuit. To show the superiority of this converter is verified through the experiment with a 640W, 100kHz prototype converter.

1. 서 론

교류 전원으로부터 직류 전압을 얻기 위해서는 교류 전압을 정류하여야 한다. 이 때 흔히 사용되는 커패시터 입력형 정류기는 일정한 직류 전압을 얻기 위해 커패시터의 용량이 매우 커야한다. 이로 인해 정류기의 입력 전류는 진폭이 큰 펄스형태가 되어 고조파가 많이 포함되며, 역률은 낮아진다. 역률이 낮으면 전원선의 효율이 나빠지므로 AC 전원에서 부하에 공급하는 실효 전력을 감소시킨다. 뿐만 아니라 전류의 왜곡에 의해 교류 전원 전압에 현저한 일그러짐이 발생함에 따라 상용 전원에 연결된 다른 전자 기기나 시스템에 나쁜 영향을 미치게 된다.[1] 본 논문에서는 무손실 스너버를 이용한 고역률, 고효율 AC/DC Boost 컨버터를 제안한다. 입력의 Feed Forward 신호와 출력의 Feedback 신호를 감지하여 평균전류모드로 동작하는 일반적인 AC/DC PFC Boost 컨버터는 경부하시 출력 전류의 감소에 의해서 입력 전류의 양이 줄어들고, 역률 감소의 문제점이 발생한다.[1-4] 이러한 역률의 감소는 실효 전류의 감소를 일으키며, 그 결과 경부하시 효율이 낮아지는 문제점을 발생시킨다. 본 논문에서는 무손실 스너버 회로를 사용하여 출력측으로 전력이 전달되는 경로를 추가하였으며, 동시에 부분공진 특성을 이용하여 더 많은 전력을 2차 측으로 전달시키는 장점이 있다. 또한 무손실 스너버에 의해 경부하에서도 역률이 거의 1에 가까우며, 실효 전류의 증가로 경부하시 우수한 효율을 나타낸다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작원리, 해석 및 특성에 대해서 논하였으며, MOSFET를 사용하여 640W급 시작품을 제작, 100kHz에서 실험하였다.

2. 본 론

2.1 기존의 AC/DC PFC Boost 컨버터

그림 1은 기존의 AC/DC PFC Boost 컨버터 회로를 나타낸다.

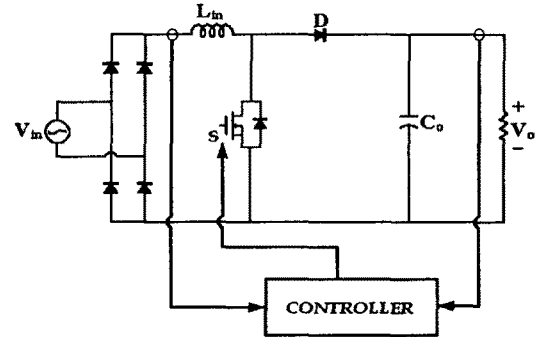


그림 1. 기존의 AC/DC PFC Boost 컨버터 회로

본 논문에서는 입력 전류 리플의 평균값이 입력 전압에 비례하도록 제어하는 평균전류모드 방식을 사용하였다. 평균전류모드 방식은 전류의 실효치가 작으며, 노이즈에 강인하다는 장점이 있다.[1-4]

그림 2는 입력전압이 200[V]일 때, 반주기 동안의 스위치 듀티비를 나타낸다.[1]

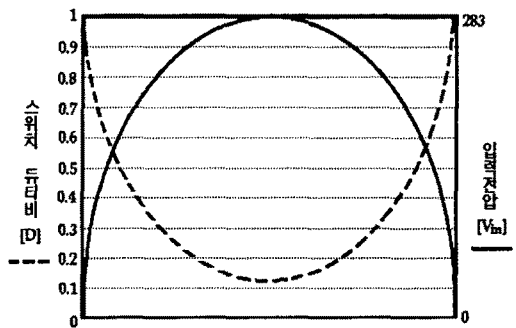


그림 2. 반주기 동안 스위치 듀티비의 변화

교류 입력 전압에 대하여 일정한 직류 출력 전압을 얻기 위한 스위치 듀티비는 식 (1)로부터 구할 수 있다. AC/DC 컨버터의 입출력 관계식에서

$$V_o = -\frac{1}{1-D(t)} \times V_{in,peak} \sin \omega t \quad (1)$$

따라서, 스위치의 듀티비는 식 (2)와 같이 된다.

$$D(t) = 1 - \frac{V_{in,peak}}{V_o} |\sin \omega t| \quad (2)$$

2.2 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상

그림 3은 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 나타낸다.

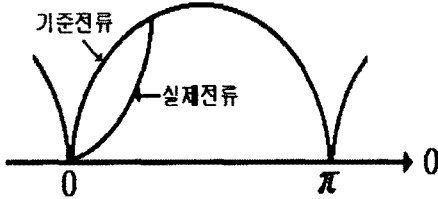


그림 3. Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상

Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상이란 경부하시 또는 승압 인덕터의 인덕턴스 값이 큰 경우, 실제 전류가 기준 전류를 추종하지 못하는 현상을 의미한다. 이 현상은 입력 전압이 0V를 교차할 때 나타나며, 역률이 낮아지는 문제점을 발생시킨다. 즉 입력 전압이 0V 근처에 있을 때, 매우 작은 전압이 인덕터에 인가되며, 그 때 주 스위치(S)는 닫혀있으나 실제 전류는 기준 전류를 추종할 수 없게 되고, 그 결과 실제 전류는 기준 전류에 뒤처지는 현상이 발생한다.

이러한 현상은 인덕터의 크기에 의해서 영향을 받으며, 인덕턴스의 크기가 작은 경우 낮은 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 가지나 출력단에 높은 리플 전류가 생기는 문제점이 있다. 반대로 인덕턴스의 크기가 큰 경우 출력단 리플 전류가 적어지지만 높은 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상이 나타난다.[4]

2.3 제안된 AC/DC PFC Boost 컨버터

그림 4은 제안된 AC/DC PFC Boost 컨버터를 나타내며 기존의 평균전류모드로 동작하는 AC/DC PFC Boost 컨버터에 무손실 스너버 회로를 적용하여 경부하시 나타나는 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 제거하고, 주 스위치와 다이오드의 스트레스를 저감함으로써 고역률, 고효율 컨버터를 구현하였다.

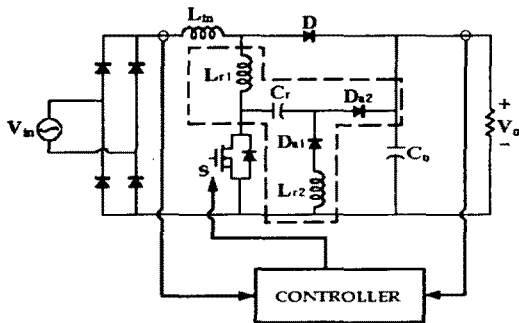


그림 4. 제안된 AC/DC PFC Boost 컨버터 회로

또한 제안된 무손실 스너버는 2개의 다이오드, 2개의 인덕터, 1개의 커패시터로 구성되며, 부분공진 현상을 일으켜 주 스위치가 안정적인 영전압 스위칭(ZVS) 동작을 하도록 한다. 이러한 스너버 회로는 출력측으로 전

력을 전달할 수 있는 추가적인 경로를 형성하고, 경부하시 출력 전류의 감소에 의해서 입력전류의 불연속과, Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 방지하는 공진 탱크의 역할을 한다.

2.4 이론적인 파형 및 동작특성

그림 5와 그림 6은 무손실 스너버를 적용한 AC/DC Boost 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가 회로를 나타낸다. 모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 스위치 양단의 리플 전압은 무시한다.
- 3) 다이오드에 흐르는 리플 전류를 무시한다.
- 4) 출력측 평활용 커패시터는 충분히 커서 스위칭 기간 동안 출력 전압은 일정하다.

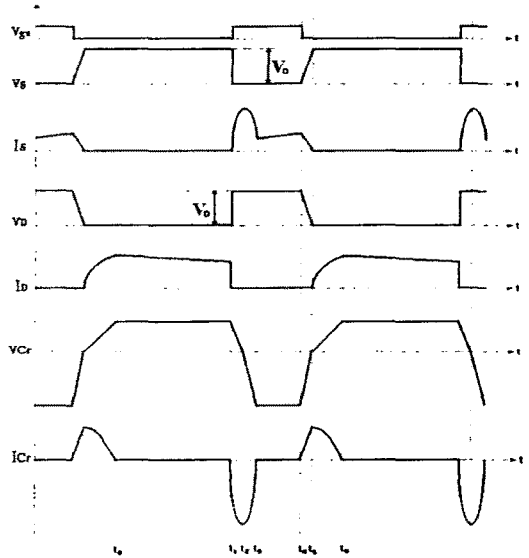
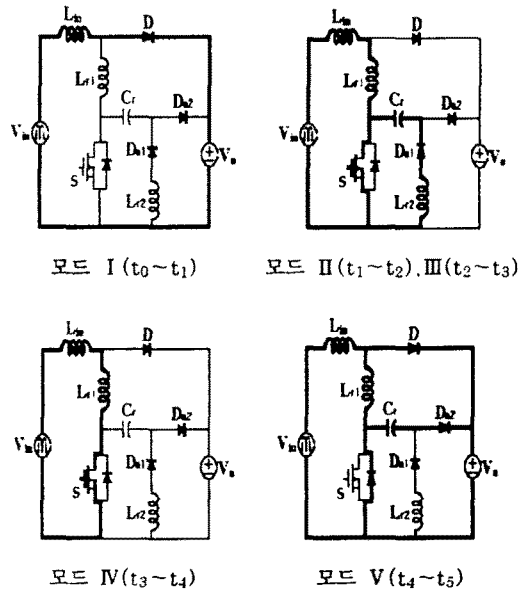
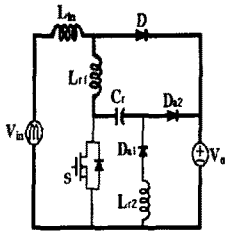


그림 5. 이론적인 회로 각부 파형





모드 VI ($t_5 \sim t_6$)

그림 6. 이론적인 회로 각부 파형

1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

주 스위치(S)가 턴오프되는 모드로서 입력 전압과 승압 인덕터(L_{in})전압은 중첩되며, 출력측으로 전달된다.

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = -\frac{1}{L_{in}} V_{C_o} + \frac{1}{L_{in}} V_{in} \quad (3)$$

$$\frac{dV_{C_o}}{dt} = -\frac{1}{C_o} i_{L_{in}} + \frac{1}{C_o} V_{C_o} \quad (4)$$

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

주 스위치(S)가 영전압 스위칭(ZVS) 조건에서 턴온되고, 승압 인덕터(L_{in})는 충전되며, 동시에 공진 커패시터(C_r)에 저장된 에너지가 주 스위치(S), 공진 인덕터(L_{r2}), 보조 다이오드(D_{a1})를 통하여 방전한다.

$$V_{C_o} = V_{in}(1 - \cos(\omega t)) \quad (5)$$

$$i_{C_r} = V_{in} \sqrt{\frac{C_r}{L_{in}}} \sin(\omega t) \quad (6)$$

여기서 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{in} C_r}}$

3) 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

모드 II에서 공진 커패시터(C_r)가 모두 방전하고, 공진 인덕터(L_{r2})에 의해 전류의 흐름은 계속적으로 유지되며 공진 커패시터(C_r)가 역으로 충전되는 구간이다. 이 때 공진 커패시터(C_r)의 전압과 전류는 식 (5), (6)과 같다.

4) 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

모드 IV는 무손실 스너버 회로의 공진이 완료되고, 계속적으로 승압 인덕터(L_{in})에 에너지가 축적되는 구간이다. 주 다이오드(D)를 통한 전류 흐름은 없으므로, 전류는 출력 커패시터(C_o)를 통하여 부하로 방전된다.

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = \frac{V_{L_{in}}}{L_{in}} \quad (7)$$

$$\frac{dV_{C_o}}{dt} = -\frac{V_{C_o}}{C_o} \quad (8)$$

5) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

주 스위치(S)가 턴오프되면, 입력 전압과 승압 인덕터(L_{in})전압은 중첩되어서 출력 커패시터(C_o)를 통하여 부하로 전달되고, 동시에 공진 커패시터(C_r)와 보조 다이오드(D_{a2})를 통하여 출력측으로 에너지를 전달하는 경

로가 하나 더 생긴다.

이러한 추가적인 경로로 출력측으로 고밀도의 에너지 전달이 가능하며, 커패시터가 에너지 탱크의 역할을 하므로, 경부하시 출력 전류의 감소에 의해서 입력 전류의 불연속과, Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 방지할 수 있다.

6) 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

모드 V에서 공진 커패시터(C_r)가 충전되고, 커패시터 전압의 극성이 바뀌면서 계속적으로 충전되는 구간이다. 또한 공진 커패시터(C_r)의 극성 반전으로 주 스위치(S) 역병렬 다이오드의 전류 흐름이 없어졌으며, 공진 커패시터(C_r)의 충전이 완료될 때까지 이 모드는 지속된다.

2.5 실험 결과

제한된 방식의 타당성을 검증하기 위해 100kHz, 640W AC/DC PFC Boost 컨버터를 제작하여 실험하였다. 표 1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터

입력전압 (V_{in})	200 V
출력전압 (V_o)	400 V
최대출력 (P_o)	640 W
승압 인덕터 (L_{in})	790 μ H
주 스위치 (S)	IXFR32N50Q, IXYS
다이오드 (D)	DSEI 30, IXYS
전류 다이오드	D25XB60, Shindengen
보조 다이오드 (D_{a1}/D_{a2})	SF20L60U, Shindengen
공진 인덕터1 (L_{r1})	9.1 μ H
공진 인덕터2 (L_{r2})	4.5 μ H
공진 커패시터 (C_r)	100 nF
출력 커패시터(C_o)	940 μ F
스위칭 주파수 (f)	100 kHz

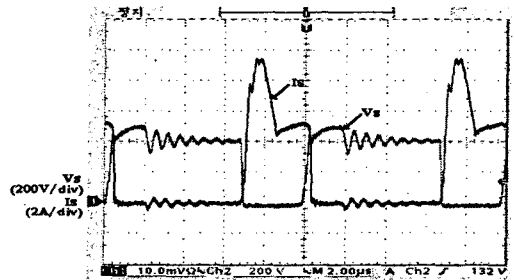


그림 7. 주 스위치 전압·전류 파형

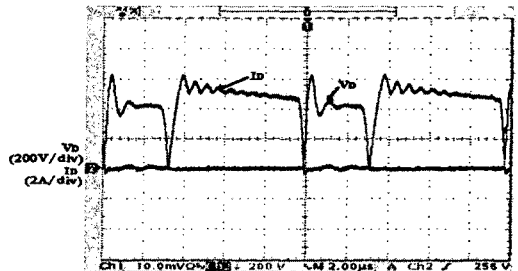


그림 8. 주 다이오드 전압·전류 파형

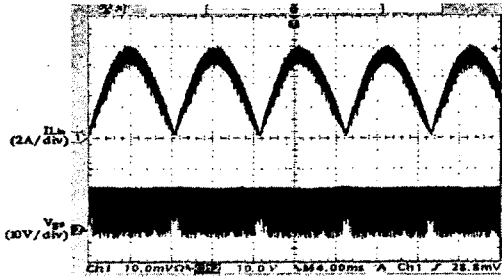


그림 9. 인덕터 전류 파형 및 게이트 신호 파형

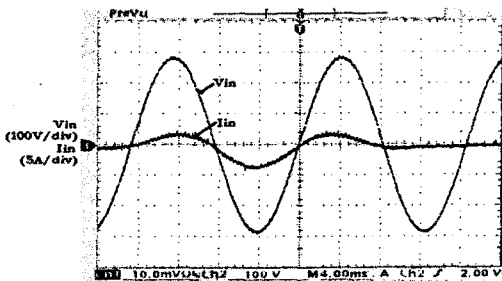


그림 10. 기존의 PFC 컨버터의 입력 전압·전류 파형

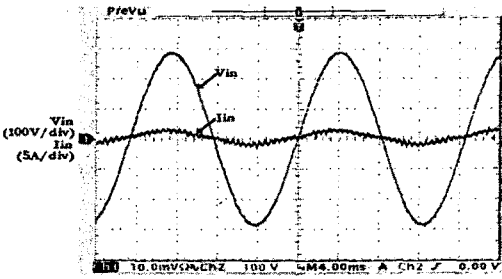


그림 11. 제안된 PFC 컨버터의 입력 전압·전류 파형

그림 7은 주 스위치(S)의 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 주 스위치는 안정적인 영전압 스위칭(ZVS) 동작을 하며, 또한 부분공진 특성으로 인하여 고밀도의 전력을 출력측으로 전달할 수 있다.

그림 8은 주 다이오드(D)의 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 스너버 회로에 의해서 주 다이오드의 턴온과 턴오프 손실이 거의 없으므로 전체 시스템의 효율을 향상시킬 수 있다.

그림 9는 승압 인덕터(L_{in})의 전류 파형과 게이트 신호 파형을 나타낸다. 스위치의 듀티비가 입력 전압 파형에 의해서 가변되고, 그에 따라 입력 전류 맥동의 평균값이 입력 전압에 비례하도록 제어하는 평균전류모드 방식으로 동작됨을 확인할 수 있다. 그림 10, 11은 경부하(25% 부하)에서 기존의 PFC Boost 컨버터와 제안된 PFC Boost 컨버터의 입력 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 기존의 PFC 컨버터는 경부하시 Cusp Distortion(첨단왜곡)에 의해 실효전류가 기준 전류를 추종하지 못하는 현상이 나타나고, 역률 감소에 의해 효율이 낮아지는 문제점이 발생한다. 그러나 제안된 PFC 컨버터는 무손실 스너버 회로에 의해서 이러한 문제점이 해결되어 경부하(25% 부하)시에도 단위 역률로 유지되고, 효율은 약 22%정도의 향상된 특성을 나타낸다.

그림 12, 13은 각각의 방식에 대한 효율과 역률을 비

교한 결과를 나타내며, 본 연구에서 제안한 무손실 스너버를 적용한 PFC Boost 컨버터는 기존의 방식에 비하여 경부하시에 향상된 특성을 나타내며, 나머지 전 부하 영역에 걸쳐 비교적 우수한 효율·역률 특성을 지니고 있음을 알 수 있다.

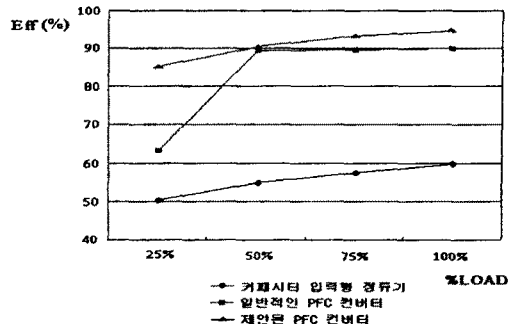


그림 12. 각 방식에 대한 효율비교

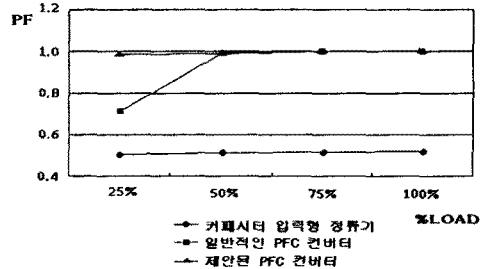


그림 13. 각 방식에 대한 역률비교

3. 결 론

본 논문에서는 무손실 스너버를 적용한 AC/DC PFC Boost 컨버터를 제안했다. 제안된 컨버터는 역률 개선을 위한 연속 전류모드 방식인 평균전류모드 방식으로 제어하며, 동시에 무손실 스너버 회로를 사용하여 주 스위치와 다이오드의 스트레스를 저감시켰다. 동시에 경부하시 발생하는 Cusp Distortion(첨단왜곡) 현상을 제거하여 경부하시(25% 부하)에도 단위 역률로 제어되며, 실효 전류의 증가로 향상된 효율 특성을 보이고 있다. 제안된 컨버터는 승압형 인덕터가 연속전류모드 방식이므로 대용량의 AC/DC 전력 변환 장치에 많은 적용이 가능하리라 판단된다.

[참 고 문 헌]

- [1] 배진용, 김용외, "능동 클램프 방식을 이용한 ZVT 승압형 컨버터의 평균전류모드 제어에 관한 연구", 대한전기학회, 하계학술대회 논문집, pp. 1005~1008, KIEE 2001 하계학술대회
- [2] Carlos Oliveira and Dragan Maksimovic, "Zero-Current-Transition Converter For High-Power-Factor AC/DC Application", The Proceedings of The APEC'96, pp. 159~165, March 1996
- [3] Dragan Maskimovic and Robert Erickson, "Universal-Input, High-Power-Factor, Boost Double Rectifiers", The Proceedings of The APEC'95, pp. 459~465, March 1995
- [4] Philip C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Circuit Design", Unitorde Application Note U-134