

1.6[kW]급 단상 ZCS-PWM HPF 승압형 정류기

\*\*문상필·, 김승인·, 윤영태·, 김영문\*\*\*·, 이현우·, 서기영  
경남대학교, 마산대학\*\*

The 1.6[kW]Class Single Phase ZCS-PWM High Power Factor Boost Rectifier

\*\*S.P.Mun·, S.I.Kim, ·Y.T.Yun, ·Y.M.Kim\*\*, H.W.Lee, ·K.Y.Suh  
Kyungnam Univ., Masan College\*\*

**Abstract** - This paper presents a 1.6[kW]class single phase high power factor(HPF) pulse width modulation(PWM) boost rectifier featuring soft commutation of the active switches at zero current. It incorporates the most desirable properties of conventional PWM and soft switching resonant techniques. The input current shaping is achieved with average current mode control and continuous inductor current mode. This new PWM converter provides zero current turn on and turn off of the active switches, and it is suitable for high power applications employing insulated gate bipolar transistors(IGBT's). The principle of operation, the theoretical analysis, a design example, and experimental results from a laboratory prototype rated at 1.6[kW] with 400[Vdc] output voltage are presented. The measured efficiency and the power factor were 96.2[%] and 0.99[%], respectively, with an input current Total Harmonic Distortion(THD) equal to 3.94[%], for an input voltage with THD equal to 3.8[%], at rated load.

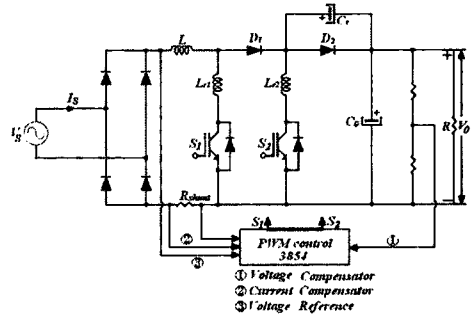
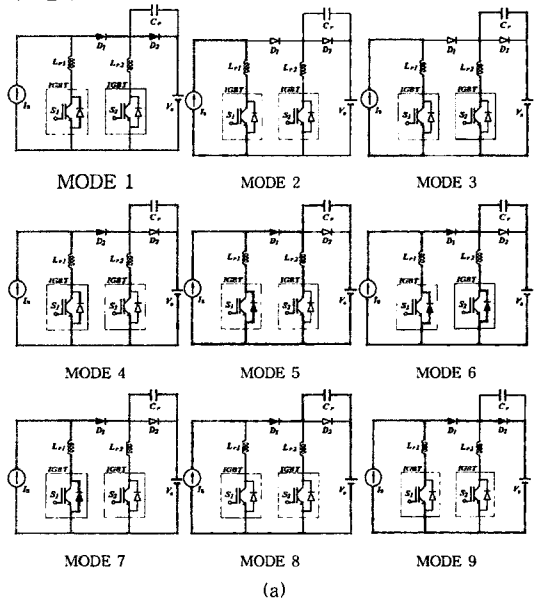


그림 1 단상 ZCS PWM HPF 부스터 정류기의 회로  
Fig. 1 Circuit of single phase ZCS PWM HPF boost rectifier.

그림 2(a)는 제안한 회로의 정류상태를 나타낸 것이며, 그림 2(b)는 한 주기 동안의 각부의 이상적인 파형을 나타낸 것이다. 그림 2에서 나타난 것처럼, 주 스위치 \$S\_1\$는 \$t = t\_0\$에서 ZCS가 실현되며, 보조 스위치 \$S\_0\$는 \$t = t\_2\$에서 ZCS가 실현된다. 그리고 \$\Delta t\_0 = t\_0 - t\_2\$ 시간간격 동안 두 스위치는 영전류와 영전압으로 동시에 오프되며, 다이오드 \$D\_1\$과 \$D\_2\$가 ZVS상태로 소프트 정류되고, 시간간격 \$\Delta T\$는 공진 파라메타와 출력전력에 의존한다.



1. 서 론

최근 전기기기의 전류 장애의 원인이 되는 고조파 왜곡과 고역률화에 대한 연구가 많이 이루어지고 있으며, 특히 단상 정류기에서 AC-DC PFC 승압형 컨버터를 이용하여 일정한 스위칭 주파수에서 평균전류를 조절함으로써 고효율화를 얻기위한 방법들이 소개되어지고 있다. 본 논문에서는 1[kW]급 이상 고전력 응용분야에서 일반적으로 사용되는 반도체 스위치인 MOSFET 대신에 IGBT를 사용한 단상 ZCS-PWM HPF 승압형 정류기의 새로운 토폴로지를 제안하여 특성 및 동작원리와 기존의 부스터 정류기와 손실을 비교, 분석하여 설명하고자 한다. 그리고 효율은 증가시키면서 평균전류를 조절하는 방법을 서술하고자한다.

2. 제안한 단상 ZCS-PWM HPF 승압형 정류기

2.1 동작원리 및 설계방법

그림 1은 단상 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기를 나타낸 것이다. 그림 1에서 제안한 회로는 주 스위치 \$S\_1\$과 보조스위치 \$S\_2\$, 다이오드 \$D\_1, D\_2\$, 두 개의 작은 공진 인덕터 \$L\_1\$과 \$L\_2\$, 한 개의 공진 커패시터 \$C\_r\$로 구성되어지며, 동작 해석은 다음과 같이 조건을 가지고 있는 상태에서 해석한다.

- ① 모든 구성요소들은 이상적이며, 컨버터는 고정스위칭 주파수에서 안정상태에서 동작된다.
- ② 입력전압은 사인파이고, 출력전압은 일정하다.
- ③ 입력 필터로 총 스위칭주파수(T)동안 전류원 \$I\_s\$으로써 매우 충분해야한다.

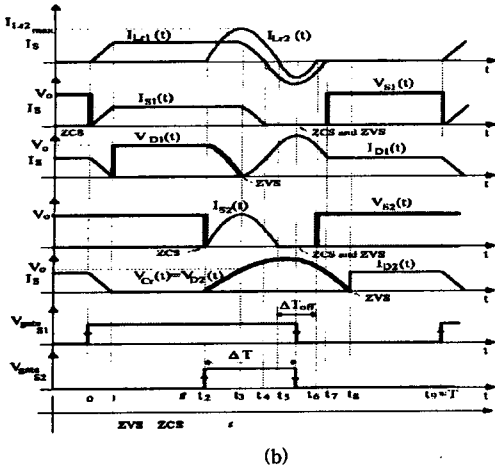


그림 2 제안한 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기의 토폴로지  
(a) 모드 해석  
(b) 각부의 이상적인 파형  
Fig. 2 Topologi of proposed ZCS-PWM HPF boost rectifier  
(a) Mode analysis  
(b) Ideal waveforms of each part

## 2.2 정류기의 해석

특정 파라메타 값의 독립방정식과 동작해석을 위하여 다음 파라메타  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha = \frac{I_{s(\text{peak})}}{V_o} \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}}, \quad \beta = \frac{L_{r2}}{L_{n1}} \quad (1)$$

능동스위치 S1과 S2에서 ZCS에서 소프트정류를 얻기 위한 동작모드 해석에서 다음 등식을 만족하여야한다.

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{n1}} < 1 \quad (2)$$

$$\alpha_{\text{max}} < \beta \quad (3)$$

여기서

$$\alpha_{\text{max}} = \frac{I_{s(\text{peak})}}{V_o} \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4)$$

$$I_{sp} = \frac{\sqrt{2P_{\text{out}}}}{\eta V_{s(\text{rms})\text{min}}} \quad (5)$$

$I_{s(\text{peak})}$  : 최대입력전류값,  $P_{\text{out}}$  : 출력전력  
 $\eta$  : 효율의 최소값,  $V_{s(\text{rms})\text{min}}$  : 입력전압 최소값

스위치 S1과 S2가 턴-오프 하기 위한 시간간격  $\Delta t_{\text{off}}$ 는 식 6과 같으며, 보조스위치의 조절을 위한 시간간격은 식 7과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_6 = \frac{1}{\omega_{01}} \left[ \frac{2[\pi - \arccos(-\beta)]}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (6)$$

$$\Delta T = \frac{1}{\omega_{02}} \left[ \frac{\pi\sqrt{1+\beta}}{2} + 2\pi - \arccos(-\beta) \right] - \frac{\Delta t_{\text{off}}}{2} \quad (7)$$

$$\Delta T = \frac{1}{\omega_{01}} \left[ \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right] \quad (8)$$

여기서

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}} = \omega_{01}\sqrt{1+\beta} \quad (9)$$

## 2.3 설계 순서와 예제

새로운 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기의 설계절차와 예제는 다음에 나타내었다.

1) Step 1 : 입력값과 출력값 수치

$$V_{s(\text{rms})} = 220 \text{ [V]}$$

$$V_{s(\text{rms})\text{min}} = 187 \text{ [V]}, \quad V_o = 400 \text{ [V]}, \quad P_{\text{out}} = 1600 \text{ [W]}$$

$$\eta = 0.95, \quad f_s = 20 \text{ [kHz]}$$

2) Step 2 : 최대치 입력전류

최대 입력 전류값은 그림(6)에서 나타내어진다. Step 1에서 보여진 매개변수와 이용하여 다음과 같은 결과를 얻는다.

3) Step 3 : 공진 파라메타의 계산

공진 파라메타의 영향을 최소화하고 동작모드 3, 4의 안정을 만족해야한다.

$$\beta = 0.6, \quad \alpha_{\text{max}} = 0.55, \quad (f_s/f_{o1}) = 0.2, \quad f_{o1} = \frac{W_{o1}}{2\pi}$$

그러므로, 파라메타는 (3), (5), (12)로부터 다음과 같은 공진 파라메타를 얻을 수 있다.

$$L_{n1} = 46.6 \text{ [\mu H]}, \quad L_{r2} = 28 \text{ [\mu H]}, \quad C_r = 94 \text{ [nF]}$$

4) Step 4 : Time interval ( $\Delta T$ )

보조 스위치의 조절을 위한 시간간격은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta T = 7.7 \text{ [\mu s]}$$

5) Step 5 : 부스터 입력 인덕턴스와 출력 커패시턴스

위에서 보여준 파라메타를 가지면서 2%보다 낮은 출력 리플전압을 얻기 위한 부스터 인덕턴스  $L$ 값과 출력 필터 커패시턴스  $C_o$ 값은 다음과 같다.

$$L = 1.9 \text{ [mH]}, \quad C_o = 680 \text{ [\mu F]}$$

## 3. 실험결과 및 고찰

그림 3은 제안한 회로의 입력전압과 전류의 실험파형 나타낸 것이다. 그림 3에서 역률은 실질적으로 전 부하에서 0.99에 가깝고, 입력전류 THD는 3.94%와 같으며, 입력전압 THD는 3.8% 정도라는 것을 알 수 있다.

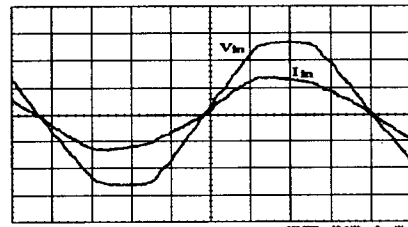


그림 3 입력전압과 전류

Fig. 3 Input voltage and current

그림 4는  $V_s(t) = 0$  ((a)-(c))과  $V_s(t) = V_p$  ((b)-(d))일 때 주스위치  $S_1$  ((a)-(b))과 보조스위치  $S_2$  ((c)-(d))의 전압파형과 공진 인덕터  $L_{r1}$ 의 전류 파형을 나타낸 것이며, 그림 5는 전 부하에서의 다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ 의 전압과 전류의 파형을 나타내었다. 그림 4, 5에서 ZCS는 두 개의 능동 스위치의 일정주파수에서 얻을 수 있고, 다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ 는 ZVS 상태에서 소프트하게 정류된다는 것을 알 수 있다.

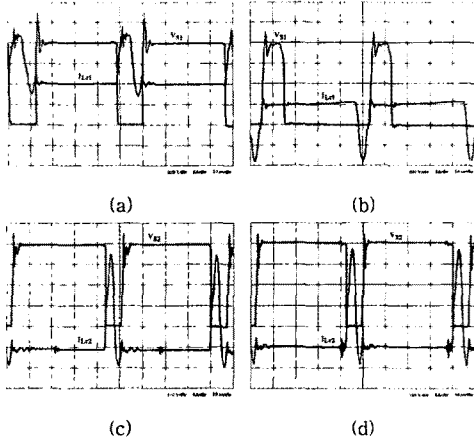


그림 4 각부의 실험파형  
Fig. 4 Experiment waveforms of each part

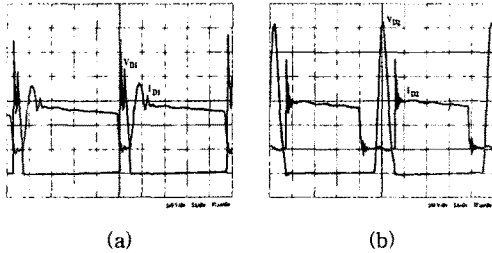


그림 5 다이오드의 전압과 전류의 실험파형  
(a)D1의 전압과 전류  
(b)D2의 전압과 전류  
Fig. 5 Experiment waveforms of voltage and current of diode  
(a)Voltage and Current of D1  
(b)Voltage and Current of D2

그림 4에서 시간  $\Delta T$ 는 스위칭주기의 일부분에 지나지 않는다는 것을 알 수 있다. 일반적으로 다이오드에서 발생되어지는 전압스트레스 장에는 접합 커패시턴스와 역회복 전류 사이의 상호작용에 의해서 발생되는데 이 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 그림 5(a)에서 보여진 것처럼 저 회복 저장 충전(MURH860CT)을 가진 600[V] 초고속 다이오드를 사용함으로써 EMI/RFI 노이즈를 개선시켜 최소화시킬 수 있다. 그림 5(b)에서 나타난 것처럼 전압 스트레스는 몇몇의 고전압 초고속 다이오드에서 간접적으로 도통손실이 증가되어 높은 순방향 전압이 나타나므로 실제실험에서는 보다 나은 동작을 위해서 다이오드D2를 (BYP100-Siemens, 1000[V], 낮은 순방향전압- $V_{F(\text{typ})} = 1.75$  [V], 100', 55[ns] 초고속 소프트회복)사용하였다. 표 1은 입력 전압 220[Vrms]/60[Hz]과 1.6[kW]급 출력전압에서 새로운 ZCS-PWM HPF 부스터 컨버터와 기존의 하드 스위칭 부스터 컨버터의 손실을 비교한 것이다. 표 1에서 일반적인 PWM 부스터 정류기에서 발생되어지는 전체 전력손실은 스위칭의 손실인 것을 알 수 있으며, 새로운 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기의 보조구성요소에서 추가되어지는 전력손실이 일반 출력전력의 0.8[%]보다 낮은 결과를 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 6은 새롭게 제안한 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기와 같은 기능을 가진 기존의 하드스위칭 PWM HPF 부스터 정류기의 출력에 대한 효율 특성을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 6에서 새로운 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기의 부하 단에서 측정된 효율(96.2[%])이 기존의 하드스위칭 PWM HPF 부스터 정류기의 효율(93.5[%])보다 2.7[%]향상되는 것을 알 수 있다.

표 1 PWM과 ZCS PWM 부스터 정류기의 손실  
table. 1 Losses of PWM and ZCS PWM HPF boost rectifiers

구성	PWM HPF 부스터		ZCS PWM HPF 부스터	
	전도	스위칭	전도	스위칭
S1	15.6W	49W	13.3W	-0
S2			3.7W	-0
D1	7.4W	3.3W	9.0W	-0
D2			7.3W	-0
D3			1.1W	-0
D4			0.1W	-0
가타	28.7W		26.3W	
전체	104W		60.8W	
효율	93.5%		96.2%	

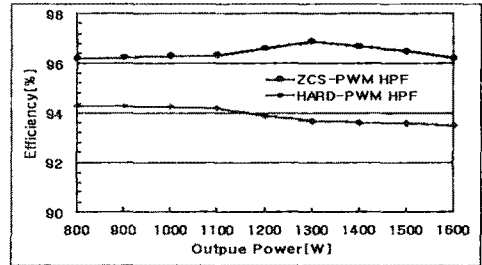


그림 6 하드스위칭과 ZCS PWM 부스터 정류기의 효율  
Fig. 6 Efficiency of the ZCS PWM HPF boost rectifier and the Hard Switching PWM HPF boost rectifier.

#### 4. 결 론

본 논문에서 제안한 1.6[kW]급 단상 ZCS-PWM HPF 부스터 정류기에서 다음과 같은 결과를 도출할 수 있었다.

- 1) HPF는 폭넓은 부하와 입력전압범위에서 평균 전류 조절을 통해 얻어지며, 입력전류의 THD가 저감되어 IEC-555-2규정에 만족할 수 있었다.
- 2) 무부하에서 전 부하까지 능동 스위치와 다이오드는 영전류 소프트 정류가 가능하였다.
- 3) 역바이어스 안정동작영역(RBSOA)스트레스를 완화시킴으로써 IGBT의 턴-오프시 발생되어지는 래칭현상을 억제하였다.
- 4) 낮은 도통 손실은 부하에 직렬로 다이오드를 추가함에도 불구하고 낮게 나타난다.
- 5) 폭넓은 부하에서 96[%]이상의 효율을 나타내며, 방열판을 부착함으로써 더욱 증가시킬 수 있다.

#### [참고 문헌]

- [1] C. S. E. Silva, "Power factor correction with the UC3854," Application Note U 125, Unitrode, Corp, Apr, pp. 287-296, 1990
- [2] I. Barbi and S. A. O. da Silva, "Sinusoidal line current rectification at unity power factor with boost quasi resonant converters," in Proc. IEEE APEC Rec., pp. 553-562, 1990
- [3] R. Streit and D. Tollik, "High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switched boost based input current shaper," in Proc. INTELEC Rec., pp. 720-726, 1991
- [4] J. Basset, "New zero voltage switching, high frequency boost converter topology for power factor correction," in Proc. INTELEC Rec. pp. 813-820, 1995,