

단위역률을 갖는 고효율 PWM 단상 정류기의 설계

민병호, 이영호, 박해영, 김인동, 노의철, 안진우*
부경대학교, *경성대학교

Design of Single-Phase Unity Power Factor High Efficiency PWM Rectifier

B. H. Min, Y. H. Lee, H. Y. Park, I. D. Kim, E. C. Nho, J.W. Ahn*
Pukyong National University, *Kyungsoong University

ABSTRACT

The paper describes a power factor correction high efficiency PWM single-phase rectifier. Its good characteristics such as simple circuit structure, simple PWM control, low switch stress, and low VAR rating of commutation circuits make the proposed rectifier very suitable for various unidirectional power applications. In particular, the design guide line is suggested to make the circuit design of the proposed rectifier easy and fast.

1. 서론

오늘날 산업용 및 가정용 등에서 사용되는 스위칭 전원의 수가 날로 증가함에 따라 IEC 61000-3-2와 IEC 519-3과 같은 규격에서 볼 수 있듯이 단상 스위칭 전원의 입력전류 고조파 성분의 감소 및 역률의 개선은 전원의 품질을 일정 수준이상으로 유지하기 위해 해결해야할 하나의 과제가 되어 있다.

참고 문헌[1]은 중속 연결된 다이오드정류기+부스트 컨버터들이 회로 구성상 지니고 있는 상당한 도통손실을 줄이기 위한 AC/DC 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 1단으로 회로를 구성하므로 인해 주전류가 흐르는 회로 상에 단지 2개의 전력반도체 소자가 존재하며 훨씬 더 작은 도통 손실을 지니고 있다. 그러나 전력반도체 스위칭소자가 하드 스위칭 하므로 스위칭 손실문제는 아직 남아 있다.

이를 해결하기 위해 참고문헌 [2]-[3]는 스위칭 손실을 개선한 AC/DC 컨버터를 제안하고 있다. 참고문헌[2]에서 제시된 컨버터는 보조 전류 회로를 사용하여 전력반도체 소자의 소프트 스위칭을 확보할 수 있으나, 위의 보조회로는 추가적인 능동 스위치, 변압기 및 제어회로를 별도로 요구하는 단점을 지니고 있다. 참고문헌[3]에서 제안한 컨버터는 보조스위치를 사용함이 없이 도통손실과 스위칭손실을 상당히 감소시켰을 뿐만 아니라, 제어방식으로는 특성이 좋은 간단한 PWM방식을 사용하고 있으나, 이를 위해 많은 소자를 필요로 하는 단점을 지니고 있다.

이와 같은 문제점을 해결하기 위해 저자는 많은 장점을 지니고 있는 저도통손 AC/DC 컨버터와 간단한 ZVT 소프트 스위칭 회로를 결합한 역률보상 PWM 단상 정류기를 제안하였다[4]. 따라서 본 논문에서는 제안한 정류기의 설계를 용이하게 하기위한 설계 가이드라인을 상세히 제시하며, 제안한 컨버터의 특성을 실험으로 증명한다.

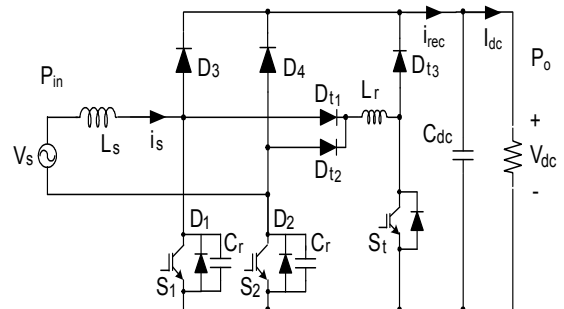


그림 1. 제안한 역률보상 고효율 PWM 단상 AC/DC 컨버터의 회로도

Fig. 1 Circuit diagram of the proposed PWM Single-Phase AC/DC converter

2. 제안한 AC/DC 컨버터의 동작 원리

본 논문에서 설계하려는 역률보상 PWM 단상 AC/DC 컨버터는 그림 1과 같으며, 회로 동작에서의 역할에 따라 크게 2부분으로 나누어 볼 수 있다. 첫 부분은 $L_s, S_1, S_2, D_1 - D_4, C_{dc}$ 로 구성되어 단상 PWM AC/DC 정류기의 골격을 이루고 있으며, 입력 AC 전압의 반 사이클 마다 부스트 DC-DC 컨버터로서 동작한다. 두 번째 ZVT 보조 회로부분은 보조 전력반도체 S_t , 공진 인덕터 L_r , 보조 다이오드 D_{t1}, D_{t2}, D_{t3} 로 구성되며 처음부분의 소프트 스위칭을 가능하게 하는 역할을 한다. 그리고 출력 전력에 비하여 아주 적은 전력 용량을 가진다. 제안한 컨버터의 동작을 상세히 설명하면 그림 2와 같다.

3 제안한 단상 정류기의 상세 설계

그림 3은 AC 입력 회로와 PWM AC/DC 컨버터와 같이 두개의 부분으로 구분되는 제안한 단상 정류기의 전체 구성도이다. 먼저 AC 입력 부분 회로의 구성을 보면 NFB(No Fuse Breaker), MC1(Magnetic Contactor 1), MC2, 그리고 DC 링크 커패시터를 위한 충전 저항 P , 방전 저항 βch 그리고 보조 접점 저항 $MC1/MC2$ 가 있다. AC 입력 회로는 전체 시스템의 기동/정지를 제어하는 회로로서, 초기 기동 시 DC 링크 커패시터에 돌입전류를 방지하면서 서서히 충전하게 하며, 정지 시에는 안전을 위해 DC 링크 커패시터의 충전 전하를 방전시키는 기능을 갖고 있다.

두 번째로 AC 리액터 L_s , IGBT S_1 과 S_2 , DC 링크 커패시터 C_{dc} 로 되어있는 PWM 단상 정류기는 입력을

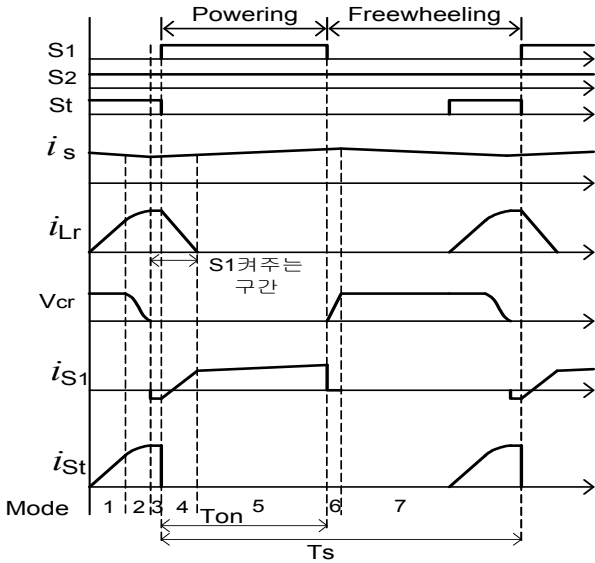


그림 2. 제안한 PWM 단상 AC/DC 컨버터의 양의 반주기에서 스위칭 주기 T_s 동안의 각 부분의 전압/전류 파형
 Fig. 2 Typical waveforms during one switching period T_s of the proposed PWM AC/DC converter.

거의 단위역률로 제어하고 출력 DC 전압을 400[V]로 제어한다.

제안한 정류기의 실험적 구현과 실제 응용 시 필요한 설계 가이드라인을 제시하기 위해 다음과 같은 사양을 사용하여 프로토타입(Prototype)을 설계하고자 한다. 설계하려는 컨버터의 전력용량은 12[kW]이며, 스위칭 주파수는 가청소음을 고려하여 20[kHz]로 한다. 입력단 AC 전압은 220[V]이며, 출력단 직류전압 V_{dc} 는 입력단전압의 변동율과 입력전류의 원활한 제어를 위해 400[V]로 한다. 부하는 설계를 용이하게 하기 위해 저항과 인덕터의 직렬부하로 가정한다.

3.1 출력 커패시터 C_{dc} 의 설계

출력커패시터 C_{dc} 가 전원주파수의 2배인 120Hz 성분의 전력맥동을 거의 흡수할 정도로 충분히 크고, 입력단 리액터 L_s 가 스위칭주파수에 의한 전류 리플을 거의 제거할 정도로 크다고 가정하면, 기본주파수(60Hz) 관점에서의 제안한 정류기 회로의 동작을 표현하면 그림 4와 같다. 따라서 정류기 출력전류 i_{rec} 는 근사적으로 다음식과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{rec} = I_{dc}(1 - \cos 2\omega t) \quad (1)$$

출력 커패시터 전압 V_{dc} 에서의 맥동전압 ΔV_{dc} 는

$$\Delta v_{dc} = \frac{1}{C} \int (i_{rec} - I_{dc}) dt = \frac{I_{dc}}{2\omega C_{dc}} \sin 2\omega t \quad (2)$$

따라서 맥동전압의 크기를 ΔV_{dc} 라 하면

$$\Delta V_{dc} = \frac{I_{dc}}{2\omega C_{dc}} \quad (3)$$

출력커패시터 C_{dc} 에서 2%의 맥동전압을 허용하면, 식(3)으로부터

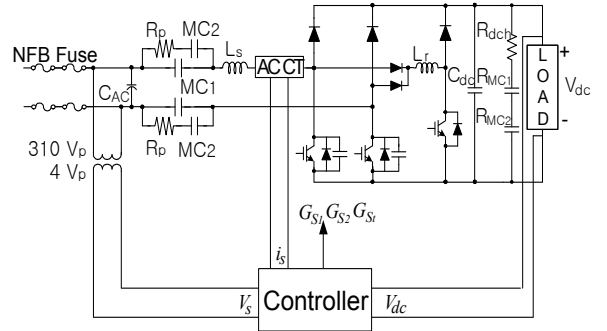


그림 3. 제안된 PWM 단상 정류기의 전력회로구성
 Fig. 3 Overall power circuit configuration of the proposed ZVT PWM rectifier.

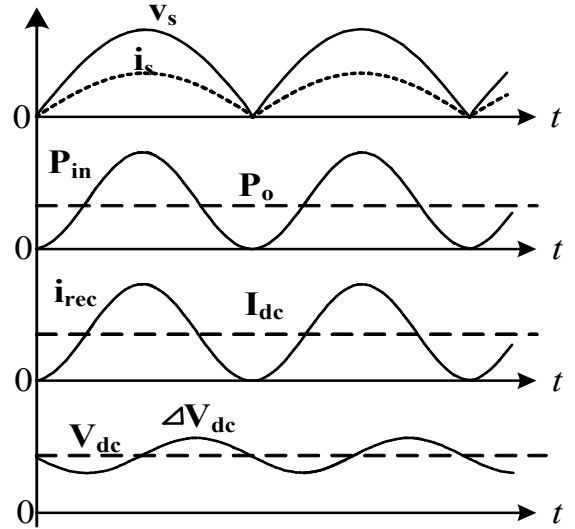


그림 4. 기본주파수(60Hz) 관점에서의 제안한 정류기 회로의 동작
 Fig. 4 Operation of proposed converter at fundamental frequency of 60 [Hz]

$$C_{dc} = \frac{I_{dc}}{2\omega \Delta V_{dc}} = \frac{P_{rat}/V_{dc}}{2(2\pi f) \Delta V_{dc}} = 6000 [\mu F] \quad (4)$$

따라서 본 논문에서는 구입 가능한 부품으로 6800 μ F, 450[V] 정격의 전해 콘덴서를 선정한다.

3.2 입력 인덕터 L_s 의 설계

입력단 리액터 L_s 는 정류기의 스위칭 동작 시 입력단 전원전류에 존재하는 스위칭주파수에서의 맥동성분을 적절하게 감소시키는 관점에서 설계한다. 정류기의 스위칭 주파수 f_{sw} 에서 맥동전류(I_n)에 의한 입력단 리액터에 관한 전압(V_n) 관계식은

$$V_n = n(2\pi f L_s) I_n \quad (5)$$

여기서 $n = f_{sw}/f$, f 는 입력전원의 기본주파수, f_{sw} 는 정류기의 스위칭 주파수이다. 스위칭 주파수에서 리액터에 가해지는 맥동전압을 220[V]라 가정하고, 5%의 맥동전류를 허용하면, 식(5)로부터

$$L_s = \frac{V_n}{n2\pi f I_n} = 600 \mu H \quad (6)$$

따라서 본 논문에서는 구입 가능한 리액터로 500[μH], 54[A]인 리액터를 선정한다.

3.3 공진 커패시터 C_r 의 설계

공진커패시터 C_r 은 전력반도체 스위칭 소자 S_1 혹은 S_2 가 턴 오프 동작에서 소자에서의 스위칭 손실을 적절히 감소시키는 관점에서 설계한다. 턴 오프 동작구간에서의 관계식은

$$I_{off} = C_r \frac{\Delta V_{cr}}{t_{off}} \quad (7)$$

여기서 I_{off} 는 턴오프 직전의 스위칭 소자의 도통전류이고, ΔV_{cr} 은 턴오프 시간 t_{off} 동안에 공진 커패시터의 전압 상승 값이다. 턴 오프 스위칭 손실을 적절한 값으로 제한하기위해 t_{off} 동안의 공진 커패시터의 전압 상승값을 V_{dc} 의 20%로 제한하면 식(7)로부터

$$C_r = \frac{I_{off}}{\Delta V_{cr}/T_{off}} = \frac{78[A]}{80[V]/55nsec} = 0.05\mu F \quad (8)$$

본 논문에서 공진커패시터로 50[nF], 400[V] 폴리프로필렌 커패시터를 선정한다.

3.4 공진 인덕터 L_r 의 설계

공진리액터 L_r 은 다이오드 D_3 과 D_4 의 턴오프시 감소하는 전류 기울기를 제한하여 역회복 손실을 제한하는 관점에서 설계한다. 이때의 관계식은

$$V_{dc} = L_r \frac{\Delta I_{Lr}}{\Delta t} \quad (9)$$

본 논문에서 사용하는 다이오드의 특성을 고려하여 공진인덕터 L_r 로 5μF, 90[A] 페라이트 코어 인덕터를 선정한다.

3.5 전력 반도체 스위칭 소자의 선정

스위치 S_1 , S_2 를 위한 전력반도체소자로서는 스위칭 주파수와 전력용량을 고려하여 부스트 컨버터 타입의 IGBT모듈을 채택한다. DC 링크단 전압이 DC 400V이므로 IGBT의 전압 정격은 DC 800V급 이상으로 한다. 또한 정격부하 시 전원전류 I_S 는 식(10)과 같다.

$$I_S = \frac{P_o}{V_S \times PF \times \eta} = \frac{12[kW]}{220[V] \times 0.95 \times 0.9(\eta)} = 63.8A \quad (10)$$

따라서 120% 과부하시 IGBT의 피크 전류이므로 IGBT의 정격전류는 200A급 이상으로 한다.

3.6 기동/정지회로의 설계

기동/정지 시퀀스제어를 위한 MC1과 차단기 NFB는 2극 220V 75A급 이상으로 하며, DC 링크 커패시터의 초기충전을 위한 MC2는 220V 5A급으로 한다. 또한 C_{dc} 는 6800 μF, 초기충전 회로의 시정수를 1sec로 가정하면, 충전저항과 DC 링크 커패시터의 시정수는 $R_p \times C_{dc}$ 이므로, 충전저항(Precharging resistor) R_p 는 147Ω이다.

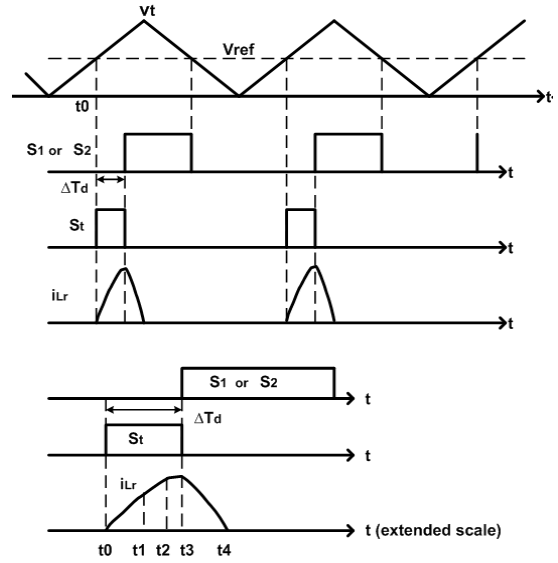


그림 5. ZVS 스위칭을 위한 소자 S_1 , S_2 , S_t 의 스위칭 타이밍.

Fig. 5 Switching timing of switches S_1 , S_2 , and S_t for ZVS switching.

따라서 본 논문에서 R_p 는 100 Ω/30W 정도로 선정한다.

3.7 PWM 펄스 발생회로의 설계

제안한 정류기의 스위칭소자를 온/오프하기 위한 펄스발생 방식은 그림 5와 같이 삼각파와 기준파의 비교에 의해 발생시킨다. 가장 중요한 스위칭 순간은 모드3이 끝나는 순간 t_3 로서 S_t 가 오프 되고 또한 반주기에 따라 S_1 혹은 S_2 가 온 되는 시점이다. 모드 3에서는 S_1 혹은 S_2 와 병렬로 연결되어 있는 다이오드가 도통하고 있어, 이들 소자를 ZVS 조건하에서 턴온 할 수 있다. 이러한 ZVS 스위칭조건을 만족시키기 위해서는 다음조건이 만족하도록 스위칭 순간이 결정되어야 한다.

$$\Delta T_d > t_{01} + t_{12} \quad (11)$$

여기서 ΔT_d 는 S_1 혹은 S_2 의 턴온 지연 시간이며, t_{01} 과 t_{12} 는 각각 모드1과 모드2 구간의 동작시간이다.

$$t_{01} = \frac{L_r I_S(t1)}{V_{dc}} = \frac{5[\mu H] \times 78[A]}{400[V]} = 0.97[sec] \quad (12)$$

$$t_{12} = \pi/2 \sqrt{L_r C_r} = \frac{\pi \sqrt{5[\mu H] \times 50[nF]}}{2} = 0.78[sec] \quad (13)$$

본 논문에서는 위의 식(11), (12), (13) 조건을 고려하여 ΔT_d 은 2.5μsec로 설정하였다.

4. 실험 결과

그림 6은 12 [kW]의 부하에서의 입력전류 (i_s)와 전원전압 (V_s)를 보이고 있다. 전류파형이 그림에서 보는 것처럼 전원전압과 동상이며, 같은 형태의 파형으로 AC/DC 컨버터가 정확히 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 7(a)은 한 스위칭동안의 주 스위치 S_1 의 전압과

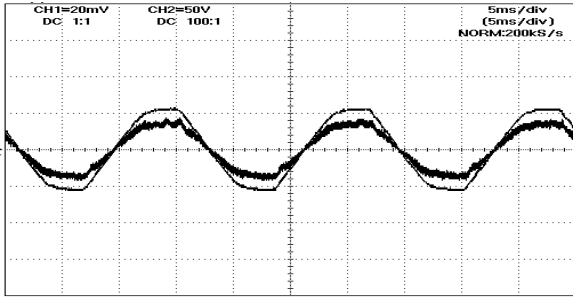


그림 6. 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (굵은선) [100A/div]와 입력전원전압 v_s (가느선) 파형 [250V/div], $V_C=400[V]$

Fig. 6 Input line current i_s (thick line) [100A/div] and voltage v_s (thin line) waveforms at full load condition [250V/div], $V_C=400[V]$

전류 파형으로서, 스위치의 전압 전류가 각각 거의 출력전압과 입력전류로 제한되는 작은 스위치 전압/전류 스트레스를 볼 수 있다. 그림 7(b)과 (c)에서는 주스위치 S_1 이 ZVS 턴온과 ZVS 턴오프 함을 볼 수 있다. 또한 그림 7(d), (e)는 공진 인덕터 L_r 의 전류파형, 보조스위치 S_2 의 전류전압파형, 보조다이오드 D_3 에서의 전류 파형으로서 실험파형의 측정을 위한 인출선(L성분) 때문에 발생한 노이즈 현상을 제외하면 좋은 스위칭특성을 보이고 있다.

5. 결론

본 논문에서는 기존의 역률보상회로에 비해 성능이 좋은 역률보상 고효율 PWM 단상 정류기를 제안하였다. 제안한 정류기의 설계를 용이하게 하기위한 설계 가이드라인을 상세히 제시하였으며, 제안한 정류기의 특성을 실험으로 증명하였다. 제안한 컨버터는 부스트 컨버터형의 같은 IGBT 모듈을 사용하므로 주 회로 구성도 간단할 뿐만 아니라, 주 스위치와 보조스위치의 게이트 전원을 제어전원과 공유할 수 있어 단일 제어전원으로 전체 시스템을 제어하므로 시스템의 크기를 보다 콤팩트하게 할 수 있는 특성을 지니고 있다. 더욱이 PWM제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터 및 커패시터의 작은 Var 정격으로 인해 대용량에서의 응용이 가능하며, 스위칭전원의 입력단뿐만 아니라 정류기 자체로서의 넓은 응용도 기대된다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력연구원(과제번호:R2005-B-109)주관으로 수행된 과제임.

참고 문헌

[1] Roberto Martinez, and Prasad N. Enjeti, "A High-Performance Single-Phase rectifier with Input Power Factor Correction," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, no. 2, Mar. 1996, pp. 311-317.
 [2] A. F. de Souza and Ivo Barbi, "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction

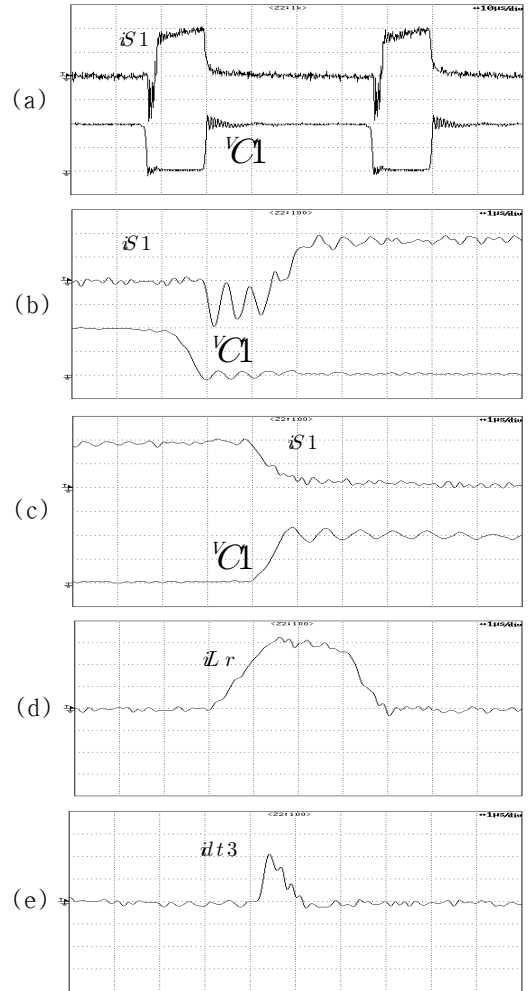


그림 7. (a) 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 (top trace)와 전압 파형(bottom trace) (25A/div, 200V/div, $10\mu sec/div$), (b) 주스위치 S_1 ZVS 턴온 순간 (25A/div, 200V/div, $1\mu sec/div$), (c) ZVS 턴 오프 순간 (25A/div, 200V/div, $1\mu sec/div$), (d) 공진 인덕터의 전류 i_{Lr} (25A/div, $1\mu sec/div$), (e) 다이오드 D_3 의 전류 i_{D3} (25A/div, $1\mu sec/div$)

Fig. 7 (a) Current (top trace) and Voltage (bottom trace) waveforms of switch S_1 (25A/div, 200V/div, $10\mu sec/div$), (b) Zoomed current (top trace) and Voltage(bottom trace) waveforms of switch S_1 during ZVS turn-on time interval (25A/div, 200V/div, $1\mu sec/div$), (c) ZVS turn off time interval (25A/div, 200V/div, $1\mu sec/div$), (d) resonant inductor current i_{Lr} (25A/div, $1\mu sec/div$), (e) current i_{D3} (25A/div, $1\mu sec/div$)

Losses," IEEE Trans. Pow. Elec., vol. 10, no. 6, Nov. 1995, pp. 746-752.

[3] I.-D. Kim and B. K. Bose, "New ZCS turn-on and ZVS turn-off unity power factor PWM rectifier with reduced conduction loss and no auxiliary switches," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 147, no. 2, Mar. 2000, pp. 146-152.
 [4] I.-D. Kim, S. Choi, E.-C. Nho and J.-W. Ahn, "A Simple ZVT PWM Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Loss and Unity Power Factor," Journal of Power Electronics, vol. 7, No. 1, Jan 2007, pp55-63.