
역률보상 고효율 PWM 단상 정류기의 설계

최성훈* · 김인동** · 노의철**

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

Seonghun Choi* · In-Dong Kim** · Eui-Cheol Nho**

요 약

본 논문에서는 기존의 역률 보상회로에 비해 성능이 좋은 역률 보상 고효율 PWM 단상 정류기를 제안하였다. 제안한 정류기의 설계를 용이하게 하기 위한 설계 가이드라인을 상세히 제시하였으며, 제안한 정류기의 특성을 실험으로 증명하였다. 제안한 정류기는 주 전류가 흐르는 선로 구성에서 2개의 주스위치만 존재하므로 도통손을 상당히 감소시켰으며, 또한 단일 ZVT 회로를 통해 스위칭 손실을 감소시켰다. 제안한 정류기는 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

ABSTRACT

The paper proposes a power factor correction high efficiency PWM single-phase rectifier. Its good characteristics such as 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 addition, the proposed rectifier consists of three boost-converter-type IGBT modules with the switching devices located at the bottom leg of the rectifier scheme, which also enables the use of the same power supply in both control and gate driver, thus resulting in simple control and power circuit structure. The detailed principle of operation and experimental results are also included. In particular, the design guide line is also suggested to make the circuit design of the proposed rectifier easy and fast.

키워드

Rectifier, Power factor correction, Single-phase, ZVT, PWM

I. 서 론

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

품질에 일정 수준이상으로 유지하기 위해 해결해야 할 하나의 과제가 되어 있다.

역률 개선을 하기 위해 많은 관심을 받고 있는 회로 방식은 부스트 컨버터 방식으로 앞단의 다이오드정류기와 후단의 부스트 DC-DC 컨버터를 결합한 2단 구성으로 되어 있다. 그러나 이와 같이 회로를 2단 종속으로

* 삼성중공업(주) 기술연구소
** 부경대학교 전기제어공학부

구성하므로 주 전류가 흐르는 회로 상에 항상 3개의 전
력 반도체가 존재하며 이로 인해 많은 도통 손실을 발생
시키고 있다. 또한 전력 반도체 스위치가 하드 스위칭
(Hard switching)하여 스위칭 손실 또한 상당히 크다. 이
에 따라 위와 같은 컨버터의 스위칭 손실을 개선하기 위
한 많은 기술들이 제안되었다.

참고문헌[1]-[2]에서 제안하는 회로는 보조 회로를 통
해 효율을 향상시키고 또한 EMI와 소음을 줄일 수 있는
장점을 갖고 있다. 그러나 2단 중속으로 연결된 회로구
성 자체로 인한 커다란 도통손실은 여전히 문제로 남아
있다.

참고 문헌[3]은 위에서 언급한 컨버터들이 회로 구성
상 지니고 있는 상당한 도통손실을 줄이기 위한 AC/DC
컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 1단으로 회로를 구성하
므로 인해 주전류가 흐르는 회로 상에 단지 2개의 전력
반도체 소자가 존재하며, 2단으로 구성된 AC/DC 컨버
터에 비해 훨씬 더 작은 도통 손실을 지니고 있다. 그러
나 전력반도체 스위칭소자가 하드 스위칭 하므로 스위
칭 손실문제는 아직 남아 있다.

이를 해결하기 위해 참고문헌 [4]-[5]는 스위칭 손실
을 개선한 AC/DC 컨버터를 제안하고 있다. 참고문헌[4]
에서 제시된 컨버터는 보조 전류 회로를 사용하여 전력
반도체 소자의 소프트 스위칭을 확보할 수 있으나, 위의
보조회로는 추가적인 능동 스위치, 변압기 및 제어회로
를 별도로 요구하는 단점을 지니고 있다. 참고문헌[5]에
서 제안한 컨버터는 보조스위치를 사용하지 없이 도통
손실과 스위칭손실을 상당히 감소시켰을 뿐만 아니라,
제어방식으로는 특성이 좋은 간단한 PWM방식을 사용
하고 있으나, 이를 위해 많은 소자를 필요로 하는 단점
을 지니고 있다.

이와 같은 문제점을 해결하기 위해 저자는 많은 장점
을 지니고 있는 저도통손 AC/DC 컨버터와 간단한 ZVT
소프트스위칭 회로를 결합한 역률보상 PWM 단상 정류
기를 제안하였다[6]. 따라서 본 논문에서는 제안한 정류
기의 설계를 용이하게 하기위한 설계 가이드라인을 상
세히 제시하며, 제안한 컨버터의 특성을 실험으로 증명
한다.

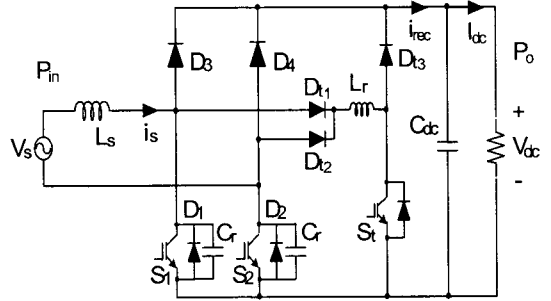


그림 1. 제안한 역률보상 고효율 PWM 단상 AC/DC
컨버터의 회로도

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

II. 제안한 AC/DC 컨버터의 동작 원리

본 논문에서 설계하려는 역률보상 PWM 단상 AC/DC
컨버터는 그림 1과 같으며, 회로 동작에서의 역할에 따
라 크게 2 부분으로 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 전압
의 반 사이클 마다 부스트 DC-DC 컨버터로서 동작한다.
두 번째 ZVT 보조 회로부분은 보조 전력반도체 S_1 , 공
진 인덕터 L_r , 보조 다이오드 D_1, D_2, D_3 로 구성
되며 처음부분의 소프트 스위칭을 가능하게 하는 역할
을 한다. 그리고 출력 전력에 비하여 아주 적은 전력 용
량을 가진다.

제안한 컨버터의 동작을 상세히 설명하면 그림 2와 3
에서처럼 스위칭 주기 T_s 에 대해 7개의 모드로 구분할
수 있으며, 양의 반주기와 부의 반주기 동안의 회로 동작
이 서로 같으므로 양의 반주기 중 한 스위칭에 해당하는
회로 동작을 보여주고 있다.

• 모드 1 (그림 2(a)): 선형모드

모드 1은 IGBT S_1 에 ON 신호를 가함에 의해 시작된
다. 그림 4(a)에서 보는 것처럼 D_2, D_3, S_1, D_{11} 이 도통
되어 있으며, D_3 에 흐르는 전류는 초기값 i_s 에서부터
일정한 기울기를 갖고 감소하며, D_{11}, S_1, L_r 의 전류는
위와 반대의 기울기를 갖고

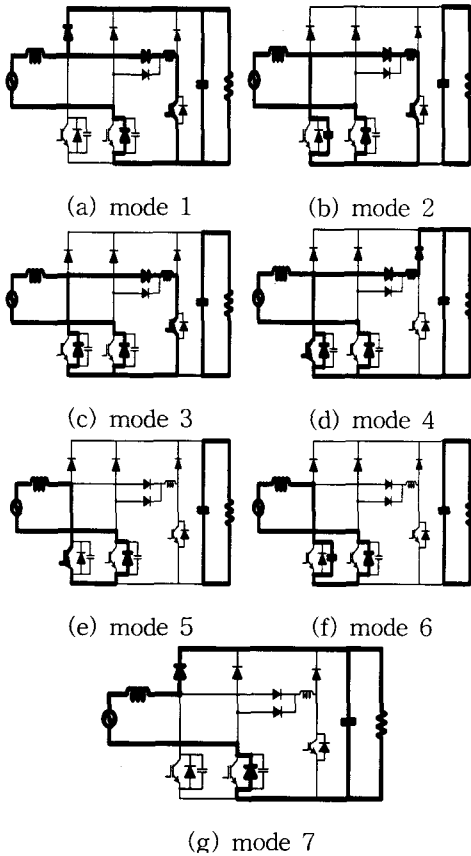


그림 2. 제안한 PWM 단상 AC/DC 컨버터의 스위칭 주기 T_s 동안의 동작모드 (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4, (e) mode 5, (f) mode 6, (g) mode 7
 Fig. 2 Operation modes during one switching period T_s of proposed PWM AC/DC converter (a)mode 1 (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4, (e) mode 5, (f) mode 6, (g) mode 7.

영에서부터 서서히 증가한다. S_2 는 거의 ZCS 턴온 스위칭하며, 여기에서 공진 인덕터 L_r 를 적절히 설계하면 D_3 에서의 심각한 역회복 현상을 피할 수 있다. 공진 인덕터 전류 i_{Lr} 이 계속 증가하여 i_{D3} 가 영의 값에 도달함에 따라 D_3 가 턴 오프되며, 다음 모드 2가 시작된다.

• 모드 2 (그림 2(b)) : 공진 모드
 L_r, C_r 로 이루어진 직렬공진 동작에 의해 C_r 의 전압은 V_{dc} 로부터 영으로 감소한다. 이 동작은 D_3 의 ZVS 턴 오프 스위칭을 가능하게 하므로, 기존의 하드 스위칭 AC/DC 컨버터에서 턴 오프 시 D_3 에서 발생하는 역회복 손실을 상당히 감소시킬 수 있다.

• 모드 3 (그림 2(c)) : ZVS 턴온 모드
 이 모드의 시작에서 C_r 의 전압은 영이며, 전류 i_{Lr} 의 일부는 L_s 로 흐르며, 나머지는 D_1 에 흐르므로 인해 스위치 S_1 을 ZVS 턴 온하기 위한 조건이 만들어진다.

• 모드 4 (그림 2(d)) : 리셋팅 모드
 모드 4는 IGBT S_2 을 턴 오프하고, S_1 을 턴 온하므로써 시작된다. S_2 에 흐르던 전류는 D_{t3} 를 통해 DC link 커패시터(C_{dc})로 흐르며, L_r 에 충전되어 있던 전류는 V_{dc}/L_r 의 기울기로 감소하여 L_r 의 전류가 영으로 리셋팅되었을 때 다음 모드인 에너지충전모드가 시작된다.

• 모드 5 (그림 2(e)) : 에너지 충전 모드
 이 모드의 동작은 부스트 DC-DC 컨버터에서의 에너지 충전 모드와 유사하며, L_s 에 흐르는 전류 i_s 는 IGBT S_1 이 턴 오프 될 때까지 계속하여 상승한다.

• 모드 6 (그림 2(f)) : 공진모드
 S_1 을 턴 오프함에 따라 L_s 에 흐르는 전류 i_s 가 공진커패시터 C_r 을 영 전압에서부터 서서히 충전함에 따라 V_{Cr} 이 서서히 증가하며, 이로 인해 S_1 의 ZVS 턴 오프를 가능하게 한다. V_{Cr} 이 V_{dc} 에 도달함에 따라 주 다이오드 D_3 가 ZVS 턴 온되며 다음모드 7이 시작된다.

• 모드 7 (그림 2(g)) : 에너지 방전 모드
 부스트 DC-DC 컨버터의 에너지 방전 모드와 유사한 모드로서, L_s 에 흐르는 전류 i_s 는 선형적으로 감소하며, 동시에 여기에 축적되어 있던 에너지는 출력단으로 전달된다. 스위칭 주기 T_s 의 끝에서 다시 IGBT S_2 를 턴 온함에 따라 다음 스위칭 주기가 시작된다.

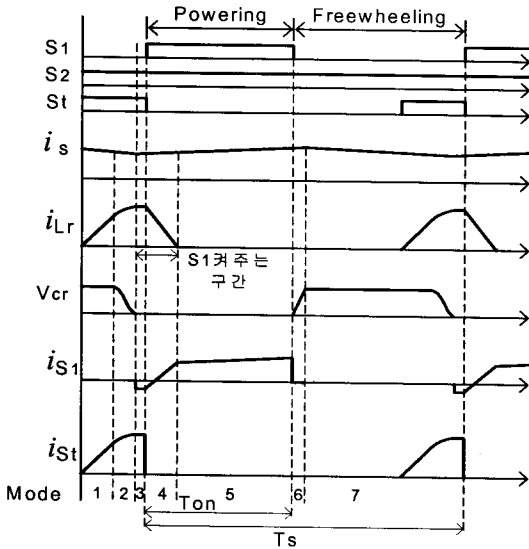


그림 3. 제안한 PWM 단상 AC/DC 컨버터의 양의 반 주기에서 스위칭 주기 T_s 동안의 각 부분의 전압/전류 파형

Fig. 3 Typical waveforms during one switching period T_s of the proposed PWM AC/DC converter.

III. 제안한 단상 정류기의 상세 설계

그림 6은 AC 입력 회로와 PWM AC/DC 컨버터와 같이 두 개의 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 R_p , 방전 저항 R_{dch} 그리고 보조 접점 저항 R_{MC1} , R_{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 S1 과 S2, DC 링크 커패시터 Cdc로 되어있는 PWM 단상 정류기는 입력을 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 가정소음을 고려하여 20[kHz]로 한다. 입력단 AC 전압은 220[V]이며, 출력단 직류전압 Vdc는 입력단 전압의 변동율과 입력전류의 원활한 제어를 위해 400[V]로 한다. 부하는 설계를 용이하게 하기 위해 저항과 인덕터의 직렬부하로 가정한다.

3.1 출력 커패시터 Cdc의 설계

출력커패시터 Cdc가 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 5와 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 Vdc에서의 맥동전압 ΔV_{dc} 는

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

따라서 맥동전압의 크기를 ΔV_{dc} 라 하면

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

출력커패시터 Cdc에서 2%의 맥동전압을 허용하면, 식(3)으로부터

$$\begin{aligned} C_{dc} &= \frac{I_{dc}}{2\omega \Delta V_{dc}} \\ &= \frac{P_{rat}/V_{dc}}{2(2\pi f)\Delta V_{dc}} \end{aligned} \quad (4)$$

$$= \frac{12[kW]/220[V]}{4\pi \times 60[Hz] \times 0.02 \times 400[V]}$$

$$= 6000[\mu F]$$

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

3.2 입력 인덕터 Ls의 설계

입력단 리액터 Ls는 정류기의 스위칭 동작 시 입력단 전원전류에 존재하는 스위칭주파수에서의 맥동성분을 적절하게 감소시키는 관점에서 설계한다. 정류기의 스위칭 주파수 fsw에서 맥동전류(I_m)에 의한 입력단 리액터에 관한 전압(V_n) 관계식은

$$V_n = n(2\pi f L_s) I_n \tag{5}$$

여기서 n= fsw/f, f는 입력전원의 기본주파수, fsw는 정류기의 스위칭 주파수이다. 스위칭 주파수에서 리액터에 가해지는 맥동전압을 220[V]라 가정하고, 5%의 맥동전류를 허용하면, 식(5)로부터

$$L_s = \frac{V_n}{n2\pi f I_n} \tag{6}$$

$$= \frac{220[V]}{\frac{20kHz}{60Hz} \times 2\pi \times 60 \times \frac{12[kW]}{220[V]} \times 0.05}$$

$$= 600\mu H$$

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

3.3 공진 커패시터 Cr의 설계

공진커패시터 Cr은 전력반도체 스위칭 소자 S₁ 혹은 S₂가 턴 오프 동작에서 소자에서의 스위칭 손실을 적절히 감소시키는 관점에서 설계한다. 턴 오프 동작구간의 관계식은

$$I_{off} = C_r \frac{\Delta V_{cr}}{t_{off}} \tag{7}$$

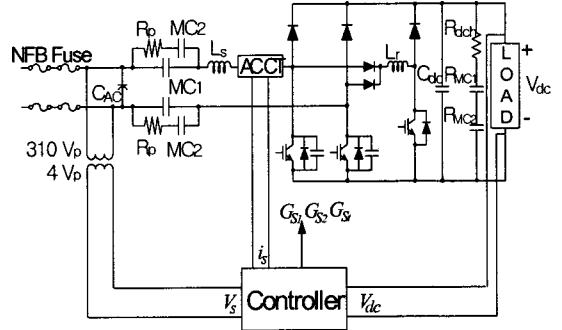


그림 4. 제안된 PWM 단상 정류기의 전력회로구성
Fig. 4 Overall power circuit configuration of the proposed ZVT PWM rectifier.

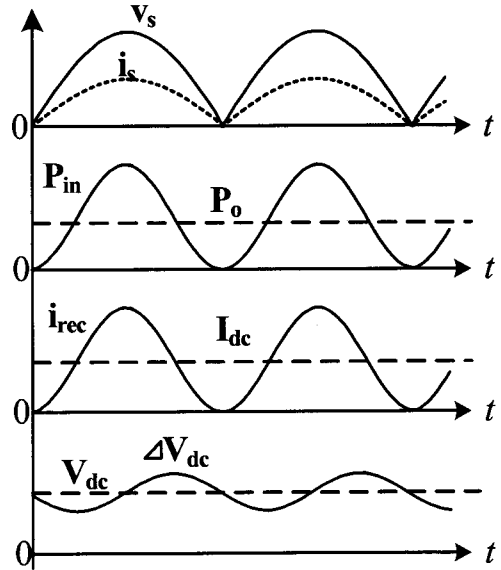


그림 5. 기본주파수(60Hz) 관점에서의 제안한 정류기 회로의 동작
Fig. 5 Operation of proposed converter at fundamental frequency of 60 [Hz]

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

$$C_r = \frac{I_{off}}{\Delta V_{cr}/T_{off}} \quad (8)$$

$$= \frac{78[A]}{80[V]/55nsec} = 0.05\mu F$$

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 5 μ F, 90[A] 페라이트 코어 인덕터를 선정한다.

3.5 전력 반도체 스위칭 소자의 선정

스위치 S_1, S_2 를 위한 전력전반도체소자로서는 스위칭주파수와 전력용량을 고려하여 부스트 컨버터 타입의 IGBT모듈을 채택한다. DC 링크단 전압이 DC 400V 이므로 IGBT의 전압 정격은 DC 800V급 이상으로 한다. 또한 정격부하시 전류전류 I_s 는 식(10)과 같다.

$$I_s = \frac{P_o}{V_s \times PF \times \eta} \quad (10)$$

$$= \frac{12[kW]}{220[V] \times 0.95 \times 0.9(\eta)}$$

$$= 63.8A$$

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

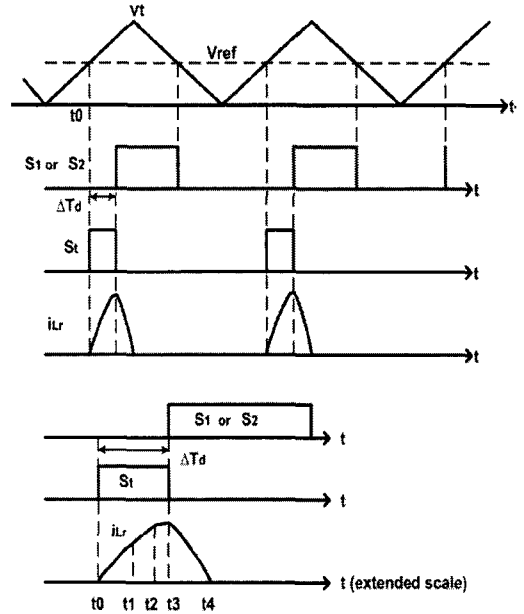


그림 6. ZVS 스위칭을 위한 소자 S_1, S_2, S_t 의 스위칭 타이밍.
Fig. 6 Switching timing of switches $S_1, S_2,$ and S_t for ZVS switching.

3.6 기동/정지 회로의 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 μ F, 초기충전 회로의 시정수를 1sec로 가정하면, 충전저항과 DC 링크 커패시터의 시정수는 $R_p \times C_{dc}$ 이므로, 충전저항 (Precharging resistor) R_p 는 147 Ω 이다. 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 6과 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.

$$\Delta T_d > t_{01} + t_{12} \tag{11}$$

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

$$t_{01} = \frac{L_r I_S(t_1)}{V_{dc}} \tag{12}$$

$$= \frac{5[\mu H] \times 78[A]}{400[V]} = 0.97[\text{sec}]$$

$$t_{12} = \pi/2 \sqrt{L_r C_r} \tag{13}$$

$$= \frac{\pi \sqrt{5[\mu H] \times 50[nF]}}{2} = 0.78[\text{sec}]$$

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

IV. 실험 결과

DC 출력 전압을 400[V]로 제어하는 전력용량 12[kW]급의 제안한 PWM 단상 정류기의 실험회로를 구성하였다. 입력전압의 변동범위는 AC 180[V]~260[V]로 하였으며, 스위칭주파수는 20[kHz]로 하여 펄스폭 변조방식으로 컨버터를 제어하였다. 실험에 사용한 소자는 주 스위치소자 IGBT $S_1, S_2, D_1, D_2, D_3, D_4$ 는 300[A]급 IXYS IGBT MID300-12A4, 보조스위치와 다이오드 S_3 로는 150[A]급 IXYS IGBT MID150-12A4, 보조다이오드 D_{t1}, D_{t2} 로는 IXYS사의 DSEI2x61, 출력필터 커패시터로는 450[V]정격 6800[μ F]의 전해콘덴서, 입력측 인덕터로는 500[μ H], 90[A]의 철심 코아 인덕터, 공진 인덕터 L_r 로는 5[μ H], 90[A] 페라이트 코아 인덕터, 공진커패시터 C_1, C_2 로는 50[nF], 600[V] 폴리프로필렌 커패시터를 사용하였다.

그림 7은 12 [kW]의 부하에서의 입력전류 (i_s)와 원전압 (V_s)를 보이고 있다. 전류파형이 그림에서 보는 것처럼 원전압과 동상이며, 같은 형태의 파형으로 AC/DC 컨버터가 정확히 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 8(a)은 한 스위칭동안의 주 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형으로서, 스위치의 전압 전류가 각각 거의 출력 전압과 입력전류로 제한되는 작은 스위치 전압/전류 스트레스를 볼 수 있다. 그림 8(b)과 (c)에서는 주스위치 S_1 이 ZVS 턴온과 ZVS 턴오프함을 볼 수 있다. 또한 그림 8(d), (e)는 공진 인덕터 L_r 의 전류파형, 보조스위치 S_3 의 전류전압파형, 보조다이오드 D_{t3} 에서의 전류 파형으로서 실험파형의 측정을 위한 인출선(L성분) 때문에 발생한 노이즈 현상을 제외하면 좋은 스위칭특성을 보이고 있다.

그림 9는 단상 정류기의 효율을 보이고 있다. 측정된 결과에서처럼 최대 95%의 효율을 나타내고 있으며, 이는 기존의 하드 스위칭 방식에 비해 1-2% 정도 효율이 향상되었음을 보이고 있다.

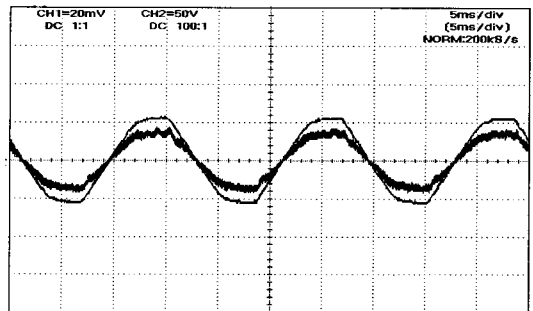


그림 7. 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (굵은선) [100A/div]와 입력전원전압 v_s (가느선) 파형 [250V/div], V_{dc} =400[V]

Fig. 7 Input line current i_s (thick line) [100A/div] and voltage v_s (thin line) waveforms at full load condition [250V/div], V_{dc} =400[V]

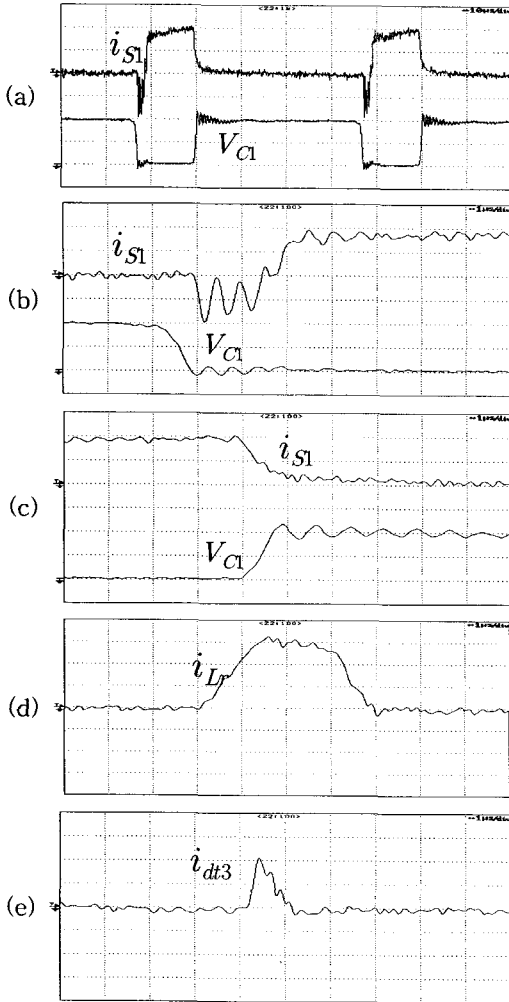


그림 8. (a) 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 (top trace) 와 전압 파형(bottom trace) (25A/div, 200V/div, 10 μ sec/div), (b) 주스위치 S_1 ZVS 턴온 순간 (25A/div, 200V/div, 1 μ sec/div), (c) ZVS 턴 오프 순간 (25A/div, 200V/div, 1 μ sec/div), (d) 공진 인덕터의 전류 i_{Lr} (25A/div, 1 μ sec/div), (e) 다이오드 D_{3} 의 전류 i_{D3} (25A/div, 1 μ sec/div)

Fig. 8 (a) Current (top trace) and Voltage (bottom trace) waveforms of switch S_1 (25A/div, 200V/div, 10 μ 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 μ sec/div), (c) ZVS turn off time interval (25A/div, 200V/div, 1 μ sec/div), (d) resonant inductor current i_{Lr} (25A/div, 1 μ sec/div), (e) current i_{D3} (25A/div, 1 μ sec/div)

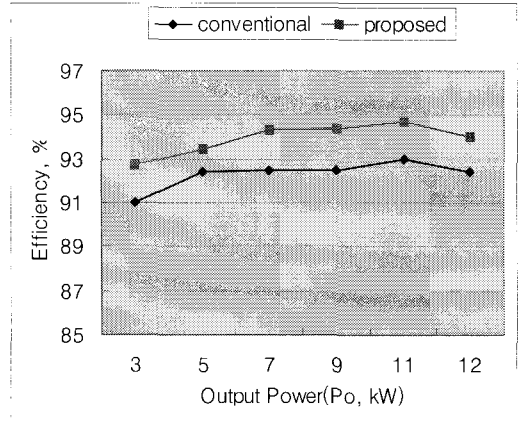


그림 9. 부하변동에 대한 단상 정류기의 측정 효율
Fig. 9 The efficiency curve of Single-Phase rectifier for variation of load.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 역률보상회로에 비해 성능이 좋은 역률보상 고효율 PWM 단상 정류기를 제안하였다. 제안한 정류기의 설계를 용이하게 하기 위한 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 PWM 제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터 및 커패시터의 작은 Var 정격으로 인해 대용량에서의 응용이 가능하며, 스위칭전원의 입력단뿐만 아니라 정류기 자체로서의 넓은 응용도 기대된다.

감사의 글

이 논문은 2003년도 부경대학교 연구년 교수 지원에 의하여 연구되었음

참고문헌

- [1] R. Streit and D. Tollik, "High Efficiency Telecom Rectifier Using A Novel Soft-Switched Boost-based Input Current Shaper," IEEE INTELEC, 1991, pp. 720-726.
- [2] G. Hua, C. Leu and Fred C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE PESC, 1992, pp. 55-61.
- [3] 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.
- [4] A. F. de Souza and Ivo Barbi, "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," IEEE Trans. Pow. Elec., vol. 10, no. 6, Nov. 1995, pp. 746-752.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] Philip C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design," Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook, pp10.308-10.322, 1995-1996.
- [8] L. Dixon, "Average Current mode Control of switching power supplies," Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook, pp10.398-10.411, 1995-1996.

저자소개

최 성 훈(Seonghun Choi)



2004년 2월 부경대 공대 전기제어공학
부 공학사
2006년 2월 동 대학원 전기공학과 공
학석사

2006년 3월-현재 삼성중공업 기술연구소 연구원
※관심분야: AC-DC 컨버터, DC-DC 컨버터 제어, 전동
기제어

김 인 동(In-Dong Kim)



1984년 서울대 공대 전기공학과 공학사
1987년 한국과학기술원 전기 및 전자
공학과 공학석사
1991년 동 대학원졸 공학박사

1991년~1996년 대우중공업 책임연구원
1997년~1998년 Univ. of Tennessee 방문교수
2004년~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수
1996년~현재 부경대 전기제어공학부 교수
※관심분야: AC-DC 컨버터, DC-DC 컨버터, 멀티레벨
컨버터, 전동기제어

노 의 철(Eui-Cheol Nho)



1984년 서울대 공대 전기공학과 공학
사
1986년 한국과학기술원 전기 및 전자
공학과 공학석사

1991년 동 대학원 공학박사
1997년~1998년 Univ. of Wisconsin 방문교수
2005년~2006년 Univ. of California 방문교수.
1995년~현재 부경대 전기제어공학부 교수
※관심분야: AC-DC 컨버터, DC-DC 컨버터, 멀티레벨
컨버터, 전동기제어.