

새로운 고효율 역율보상 단상 PWM AC/DC 컨버터

金 仁 東

(부경대학교)

key words : single-phase, soft switching, unity power factor, AC/DC, rectifier

1. 서 론

기존의 단상 스위칭 전원(Switching Mode Power supply)은 대부분 전원의 입력단으로, AC 입력 전원을 인가 받아 이를 다이오드 정류기를 통해 정류한 후 큰 용량의 전해 콘덴서를 사용하여 필터링한 후 원하는 직류 전압을 출력하는 입력단을 사용하고 있다. 위와 같은 변환과정을 주로 사용하므로 인해 기존 단상 스위칭 전원의 입력 전류는 많은 고조파 성분을 포함하고 있으며, 이로 인해 파형의 왜율이 좋지 않을 뿐만 아니라 입력 역율 또한 0.6 혹은 그 이하의 값을 가질 정도로 낮다. 오늘날 산업용 및 가정용 등에서 사용되는 스위칭 전원의 수가 날로 증가함에 따라 단상 스위칭 전원의 입력전류 고조파 성분의 감소 및 역율의 개선은, 전원의 품질을 일정 수준이상으로 유지하기 위해 해결해야할 하나의 과제로 떠오르고 있다. 특히 IEC 555-2와 같은 규격에 의해 스위칭 전원의 입력단에서 발생하는 고조파의 성분 및 기본파의 역율(Displacement factor)을 규제하려는 움직임이 현실화되고 있으며, 지금까지 위와 같은 문제를 해결하기 위해 몇 가지의 전력회로가 제안되어 왔으며 이를 제어하기 위한 전용 역율 개선 IC 제어기가 개발되어 왔다.

역율개선을 하기 위해 많은 관심을 받고 있는 회로 방식중의 하나는 그림 1(a)과 같은 부스트 컨버터 토폴로지이다. 이 컨버터는 앞단의 다이오드정류기와 후단의 부스트 DC-DC 컨버터를 결합한 2단 구성으로 되어 있다. 그림과 같이 회로를 2단 종속으로 구성하므로 인해 전류 통로에 항상 3개의 전력 반도체가 존재하며 이로 인해 많은 도통 손실을 발생시키고 있다. 또한 전력 반도체 스위치가 하드스위칭하므로 인해 스위칭 손실은 상당히 크다. 참고문헌[1]-[3]는 위와 같은 컨버터의 스위칭 손실을 개선하기 위한 몇 개의 회로를 제안하였다. 이들 문헌에서 제안하는 회로는 전류회로(commutation circuit) 혹은 무손실 스너버를 사용함으로써 전력반도체 스위치에 소프트스위칭을 제공함에 따라, 스위칭손실의 감소로 효율과 동작주파수를 상승시켰을 뿐만 아니라, 스위칭으로 인한 EMI 와 소음을 줄일 수 있는 장점을 갖고 있다. 그러나 보조스위치를 사용하므로 인해 전력회로와 제어회로가 복잡해질 뿐만 아니라 아직

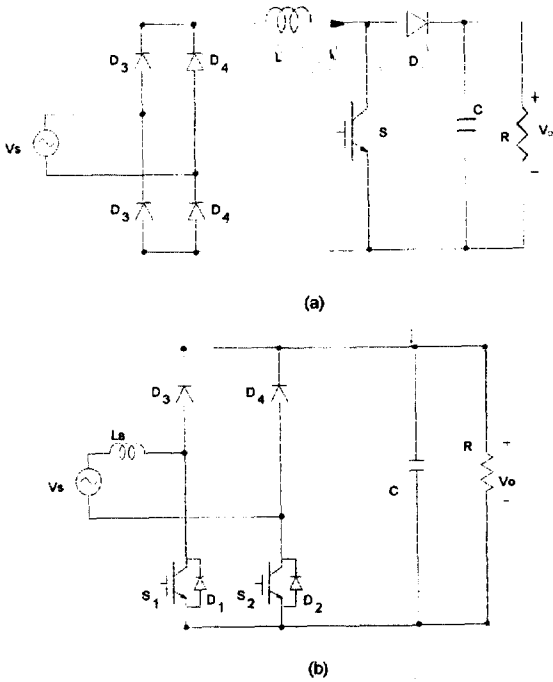


Fig. 1. Circuit diagrams of the conventional power factor correction topologies (a) front - end rectifier followed by a boost converter, (b) low conduction loss AC/DC rectifier.

도 2단 종속으로 연결된 회로구성 자체로 인한 커다란 도통손실은 여전히 문제로 남아 있다.

참고 문헌[4]은 위에서 언급한 컨버터들이 회로 구성상 지니고 있는 상당한 도통손실을 줄이기 위해 그림 1(b)과 같은 구성의 AC/DC 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 1단으로 회로를 구성하므로 인해 전류 통로에 단지 2개의 전력반도체 소자가 존재하며, 그림 1(a)에서와 같이 2단으로 구성된 AC/DC 컨버터에 비해 훨씬 더 작은 도통 손실을 지니고 있다. 그러나 전력반도체 스위칭소자가 하드스위칭하므로 인해 스위칭 손실문제는 아직 남아 있다. 이를 해결하기 위해 참고문헌 [5] - [6]는 스위칭 손실을 개선한 AC/DC 컨버터를 제안하고 있다. 참고문헌[5]에서 제시된 컨버터는 보조 전류 회로를 사용하므로 의해 전력반도체 소자의 소프트스위칭을 확보할 수 있으나, 위의 보조회로는 추가적인 능동 스위치, 변압기 및 제어회로를 별도로 요구하는 단점을 지니고 있다. 또한 참고문헌[6]에서 제시하는 또 다른 컨버터는 quasi - resonant 회로를 사용하여 마찬가지로 소프트스위칭을 할 수 있

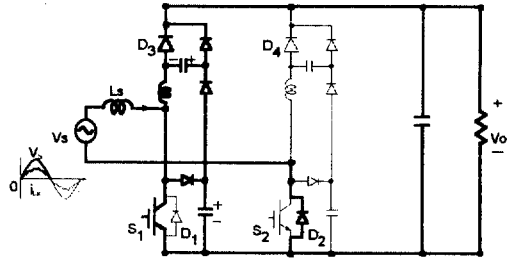
으나, 제어방식으로서 특성이 좋은 PWM방식대신 주파수 제어 방식을 사용할 뿐만 아니라, 주스위치 및 다이오드의 전압/전류 스트레스가 상당히 크며, 공진 커패시터와 인덕터의 Var rating 이 큰 단점을 지니고 있다.

따라서 본 논문은 많은 장점을 지니고 있는 저도통손 브릿지회로와 무손실 스너버를 결합한 고효율 역올보상 단상 AC/DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 보조스위치를 사용함이 없이 도통손실과 스위칭손실을 상당히 감소시켰을 뿐만 아니라, 제어방식으로는 특성이 좋은 간단한 PWM방식을 사용하고 있다. 더욱이 이 컨버터는 기존의 컨버터가 갖고 있는 단점, 즉 추가적인 보조 스위치, 주파수제어방식, 커다란 전류/전압 스트레스 및 var rating 등과 같은 많은 단점을 해결하였다.

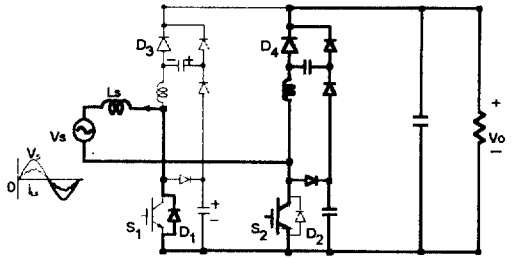
2. 제안한 역율보상 AC/DC 컨버터의 회로구성과 동작원리

본 논문에서 제안한 역율보상 PWM 단상 AC/DC 컨버터는 그림 2와 같으며, 회로동작에서의 역할에 따라 크게 2부분, 즉 주회로부분과 전류회로(commutation circuit)부분으로 나눌 수 있다. 주회로부분은 $L_s, S_1, S_2, D_1 - D_4, C_0$ 로 구성되어 단상 PWM AC/DC 컨버터의 골격을 이루고 있으며, 전류회로부분은 $L_{r1}, L_{r2}, DS_1 - DS_3, C_1 - C_4$ 로 구성되어 주회로부분의 전력 반도체 소자 S_1, S_2 과 $D_1 - D_4$ 로 하여금 소프트스위칭을 가능케 하는 기능을 갖고 있다.

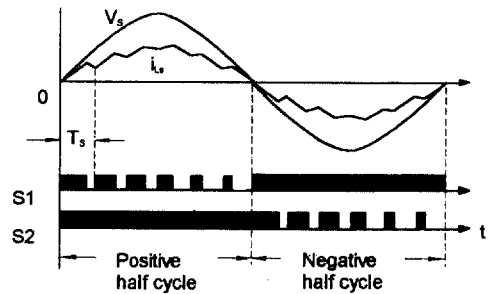
회로의 동작은, 단위역율(unity power factor)을 얻기 위해 입력 전류파형 i_{Ls} 은 전원전압파형 V_s 같은 파형을 갖도록 제어되고 있으며, 그림 3에서처럼 AC 입력 전압의 극성에 따라 크게 보아 2개의 반주기, 즉 양의 반주기와 부의 반주기로 나누어져 작동하도록 제어되고 있다. 즉 양의 반주기동안의 주회로부분의 전력반도체소자는 S_1, D_2, D_3 로 구성되어 있으며(물론 S_2 의 게이트에는 ON 신호가 인가되어 있음), 부의 반주기동안은 S_2, D_1, D_4 로 구성되어(S_1 의 게이트에 ON 신호 인가), 각각 반주기동안 하나의 부스트 DC-DC 컨버터로 작동하고 있다. 각반주기마다, AC 입력전압으로부터 DC 출력 전압으로까지의 전류통로에서 단지 2개만의 전력반도체가 존재하므로 회로의 전력 손실을 상당히 감소시키고 있다.



(a)



(b)



(c)

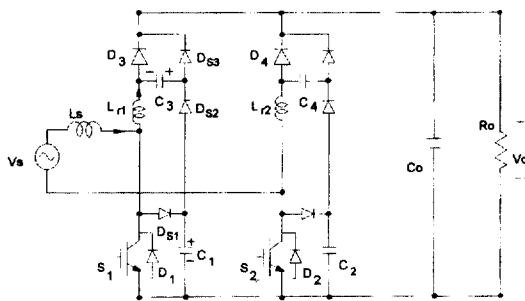


Fig. 2. Circuit diagram of the proposed high efficiency power factor correction single-phase rectifier.

Fig. 3. Operating circuits and typical waveforms during one cycle of the source of the source of the proposed power factor correction single-phase rectifier(a) operating circuit(thick line) during positive half cycle of AC source voltage V_s , (b) during negative half cycle(thick line) and (c) related waveforms.

한편 보조스위치를 사용하지 않아 간단한 회로로 구성되어 있는 전류회로부분은 주회로부분의 전력반도체소자 $S_1, S_2, D_1 - D_2$ 에 소프트스위칭을 가능케 하여 소자의 스위칭 손실을 상당히 감소시키고 있다. 물론 전류회로 자체가 핸들링해야 하는 전력은 출력전력에 비해 매우 작으므로 전체적으로 상당히 높은 효율을 지니고 있다. 더욱이 전류회로가 작동하는 순간은 전체 스위칭 주기에 비해 상당히 작으므로 인해 PWM 제어 및 선형 입력력 변환비등과 같은 주회로 부분의 장점은 그대로 유지되고 있다.

제안한 컨버터의 동작을 상세히 설명하면 그림 4 와 5에서 처럼 스위칭 주기 T_s 에 대해 7개의 모드로 구분할 수 있으며, 양의 반주기와 부의 반주기 동안의 회로 동작이 서로 같으므로, 양의 반주기동안만의 회로 동작을 다음과 같은 가정하에서 설명하겠다[3] ;

- 1) 한 스위칭 주기동안의 AC 전원 전압은 거의 일정하다,
- 2) 커패시턴스 $C_1 - C_4$ 의 값은 서로 같다,
- 3) L_{r1}, C_1, C_3 의 초기값은 각각 $i_{Lr}, V_0, 0$ 이다.

• 모드 1 (그림 4(a)) : 선형모드

모드 1은 IGBT S_1 에 ON 신호를 가함에 의해 시작된다. 그림 4(a)에서 보는 것처럼 S_1, D_2, D_3 가 도통되어 있으며, L_{r1} 과 D_3 에 흐르는 전류는 초기값 i_{Lr} 에서부터 일정한 기울기를 갖고 감소하며, IGBT S_1 의 전류 i_{S1} 는 위와 반대의 기울기를 갖고 영에서부터 서서히 증가한다. 여기에서 L_{r1} 값에 의해 스위칭전류의 기울기 di_{S1}/dt 를 적절히 설계하면 전력반도체소자 S_1 는 거의 ZCS 턴온 스위칭하며, 다이오드 D_3 는 하드스위칭시 일어나는 심각한 역회복현상(reverse recovery process)을 피할 수 있다. 공진 인덕터 전류 i_{Lr1} 이 계속 감소하여 영의 값에 도달함에 따라 다이오드 D_3 가 턴오프 되며, 다음 모드 2가 시작된다.

• 모드 2 (그림 4(b)) : 공진 모드

L_{r1}, C_1, C_3 로 이루어진 직렬공진회로에 의해 커패시터 C_1 의 전압 v_{c1} 은 방전으로 인해 V_0 로부터 영으로 감소하며, C_3 의 전압 v_{c3} 는 영에서부터 V_0 로 상승한다. 이 동작은 다이오드 D_3 하여금 ZVS 턴오프 스위칭할 수 있게 하여, 턴오프시 다이오드 D_3 에서 발생하는 역회복 손실을 상당히 감소시킬 수 있다.

• 모드 3 (그림 4(c)) : energizing 모드

이 모드의 동작은 일반적인 부스트 DC - DC 컨버터의 PWM 제어에서 입력측 인덕터 L_s 를 여기시키는 energizing 모드와 유사하며, L_s 에 흐르는 전류 i_{Ls} 는 IGBT S_1 이 턴오프될때까지 계속하여 상승한다.

• 모드 4 (그림 4(d)) : 공진 모드

모드 4는 IGBT S_1 을 턴오프함으로 의해 시작된다. IGBT S_1 이 턴오프함에 따라 S_1 에 흐르는 전류는 D_{S1} 을 통해 C_1 으로 우회하며, 이로 인해 C_1 의 전압은 영에서부터 서서히 상승하므로 IGBT S_1 은 소프트스위칭 턴오프 스위칭할 수 있다. 동시에 L_{r1}, C_1, C_3 로 이루어진 직렬공진회로가 공진

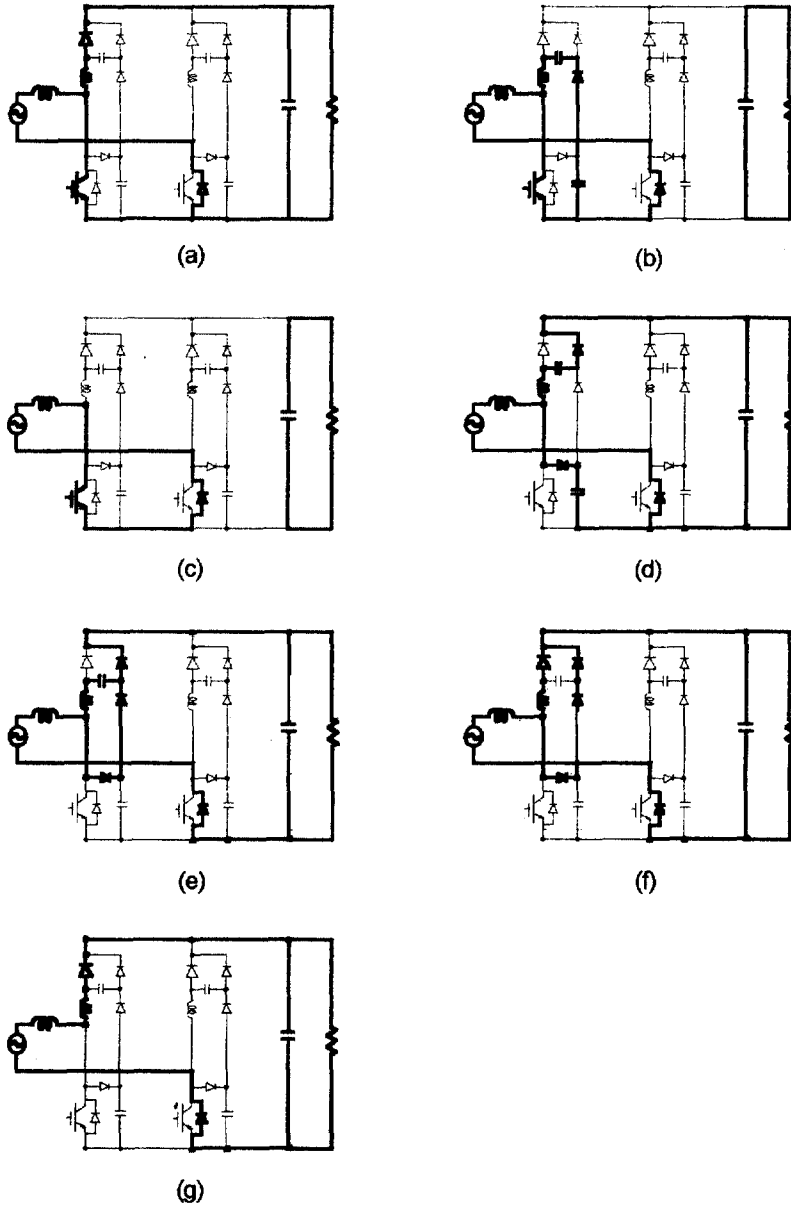


Fig. 4. Operating modes during one switching period T_s of proposed single-phase rectifier (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4, (e) mode 5, (f) mode 6, (g) mode 7.

을 시작함에 따라 L_r 의 전류는 영에서부터 상승하며, C_b 전압은 방전한다. 한편 C_r 의 전압은 계속하여 상승하여 V_o 에 도달함에 따라 다이오드 D_{s2} 가 도통하며 다음모드가 시작된다.

• 모드 5 (그림 4(e)) : 공진모드

L_r 과 C_b 의 결합으로 이루어진 공진회로에 의해 전류 i_{Lr} 은 증가하며 전압 v_{cs} 는 영으로 방전

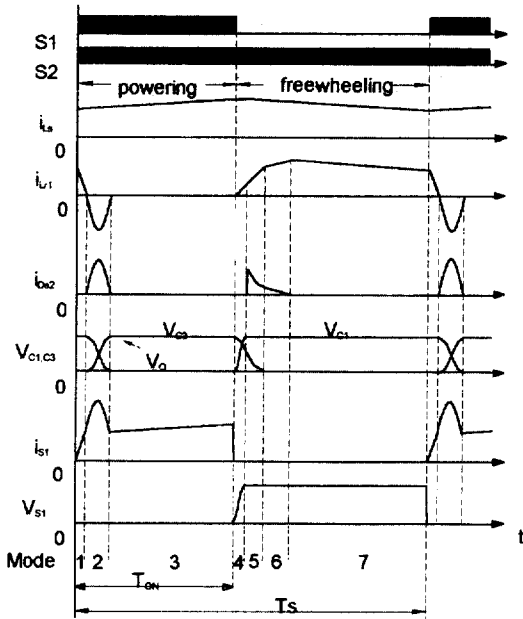


Fig. 5. Typical waveforms during one switching period T_s of the proposed power factor correction single-phase rectifier.

된다. v_{cs} 가 영이 됨에 따라 주다이오드 D_3 가 ZVS 턴은 되며 다음모드 6이 시작된다.

- 모드 6 (그림 4(f)) : 리셋팅 모드
이모드의 시작에서 C_3 전압은 영이며, 전류 i_{Ls} 의 일부는 L_{r1} 으로 흐르며, 나머지는 D_{S1}, D_{S2}, D_{S3} 에 흐른다. D_{S1}, D_{S2}, D_{S3} 에서의 전압강하에 의해 전류 i_{Lr1} 이 계속 상승하며, 전원전류 i_{Ls} 와 같게 되었을 때 즉 D_{S1}, D_{S2}, D_{S3} 의 전류가 영이 될 때 다음 모드 7이 시작한다.

- 모드 7 (그림 4(g)) : de-energizing 모드
일반적인 부스트 DC-DC 컨버터의 PWM 동작에서의 de-energizing 모드와 유사한 모드로서, L_s 와 L_{r1} 에 흐르는 전류 i_{Ls} 는 선형적으로 감소하며, 동시에 여기에 축적되어 있던 에너지는 출력단으로 전달된다. 스위칭 주기 T_s 의 끝에서 다시 IGBT S_1 을 턴온함에 따라 다음 스위칭 주기가 시작된다.

3. 제안한 역율보상 단상 AC/DC 컨버터의 해석과 특성

본 역율보상 AC/DC 컨버터에서의 전류회로는 보조스위치를 사용하지 않는 무손실 스너버로서 작동하고 있다. 표 1은 제안한 컨버터에서의 각 전력 반도체 소자의 턴온 및 턴오프시 스위칭 종류를 상세히 보이고 있다. 표에서 보는 것처럼 각 소자는 시스템의 스위칭주파수와 효율을 높일 수 있게 ZVS 혹은 ZCS 스위칭하고 있으며, 이들은 1차적으로 수동소자 $L_{r1}, L_{r2}, C_1 - C_4$ 에 의해 제공되고 있다. 그림 5에서 보는 것처럼 모드 1에서 주스위치 $S_1(S_2)$ 이 턴온하는 동안 $S_1(S_2)$ 에 흐르는 전류는 공진 인덕터 $L_{r1}(L_{r2})$ 과 전원 인덕터 L_s 에 의해 상대적으로 서서히 증가하며, 증가율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{V_o}{L_{r1}} + \frac{V_s}{L_s} \approx \frac{V_o}{L_{r1}} \quad (1)$$

모드 1에서 S_1 의 컬렉터-이미터 양단 전압 V_{s1} 이 영의 값으로 떨어진 후, 전류 i_{s1} 이 위의 기울기로 서서히 증가하기 시작하므로 주스위치 $S_1(S_2)$ 은 ZCS 턴온 스위칭 특성을 갖으며, 스위칭 손실을 상당히 감소시킬 수 있다. 뿐만 아니라, 턴오프 스위칭동안 $V_{s1}(V_{s2})$ 의 전압상승률 또한 $S_1(S_2)$ 와 병렬 연결된 $C_1(C_2)$ 에 의해 서서히 증가하며, 증가율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_s}{C_1 + C_{INTL}} \quad (2)$$

여기서 C_{INTL} 은 IGBT 내부 출력커패시터이다. 외부커패시터 $C_1(C_2)$ 을 삼입함에 의해 IGBT $S_1(S_2)$ 는 거의 영전압상태에서 턴오프할 수 있다. 특히 제안한 컨버터의 회로동작에서 턴온과 턴오프동안 공진 인덕터 $L_{r1}(L_{r2})$ 과 $C_1(C_2)$ 에 저장되어 있는 에너지는 $C_3(C_4)$ 을 통해 출력단으로 회생되므로 본 컨버터의 전류회로는 고효율 회생 스너버로서 작동한다. 그림 6은 스위칭동안 수동소자 $L_{r1}, L_{r2}, C_1 - C_2$ 에 저장되었다가 출력단으로 회생되는 에너지 즉 전류회로가 handling 하는 전력을 보이고 있다. 그림에서처럼 전류회로의 handling power가 출력전력에 비해 매우 작으므로 인해 전류회로의 Var rating 과 회로손실이 작을 뿐만 아니라 큰 용량에서의 응용을 기대할 수 있다.

단위역율을 갖은 정류기로서의 본 고효율 고역율 PWM AC/DC 컨버터는, 출력전압과 입력전류를 확실히 제어하기 위한 넓은 범위의 듀티사이클을 갖고 한다. 먼저 허용되는 최소 듀티사이클은 다음 조건 하에서 구할 수 있다. 즉 주스위치 $S_1(S_2)$ 를 확실히 영전압조건하에서 턴오프하기 위해서는 각 스위칭주기에서 모드 1과 모드 2는 반드시 존재해야 한다. 물론 모드 3의 구간은 요구되는 듀티사이클의 값에 따라 영의 time interval을 갖게 제어될 수도 있다. 모드 1과 모드 2 각각의 걸리는 시간 Δt_1 과 Δt_2 를 구하면 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\Delta t_1 = \frac{i_{Ls}}{(V_o/L_{r1})}, \quad \Delta t_2 = \pi \sqrt{\frac{L_{r1}C_1C_3}{C_1 + C_3}} \quad (3)$$

따라서 허용 최소 듀티사이클은

$$d_{min} = \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T_s} \quad (4)$$

그림 7은 위에서 구한 허용최소듀티 사이클을 부하의 함수로서 공진인덕터의 여러 값에 대해 나타내 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 회로정수를 적절히 선정하므로 인해 필요로 하는 최소듀티사이클을

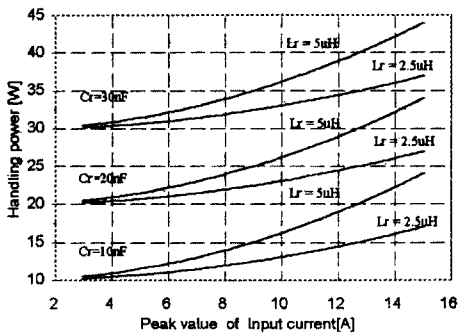


Fig. 6. Handling power of commutation circuit of proposed converter as a function of peak values of source current i_{Ls} for several values of resonant inductor $L_r(L_{r1}, L_{r2})$ and capacitors $C_r(C_1, C_2, C_3, C_4)$.

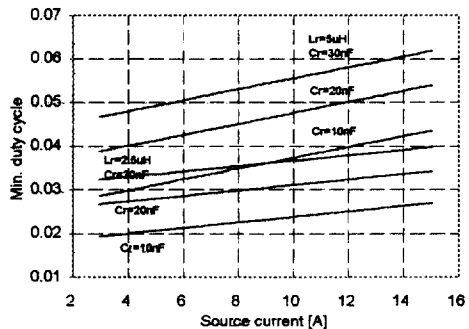


Fig. 7. Allowable minimum duty cycle of proposed converter as a function of source current i_{Ls} for several values of resonant inductor $L_r(L_{r1}, L_{r2})$ and capacitors $C_r(C_1, C_2, C_3, C_4)$.

쉽게 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

마찬가지로 본 컨버터의 허용 최대 듀티사이클은 다음과 같은 조건하에서 구할 수 있다. 즉 주스위치 $S_1(S_2)$ 를 확실하게 ZCS 턴온 시키기 위해서는 전 스위칭 주기에서의 턴오프 관련 모드 4, 5, 6은 존재하도록 컨버터가 제어되어야 한다. 그러나 실제에서 모드 4, 5, 6 각각의 time interval을 정확히 구하기는 어렵다. 하지만 실제 턴오프 과정에서 커패시터 전압 $v_{C1}(v_{C2})$ 이 영에서 V_0 까지 도달하는데 걸리는 시간은 $i_{Lr1}(i_{Lr2})$ 가 영에서 i_{Ls} 까지 도달하는 시간보다 훨씬 빠르므로, 모드 4동안 전압 $v_{C1}(v_{C2})$ 가 영에서 V_0 까지 도달하는 동안 $i_{Lr1}(i_{Lr2})$ 의 상승량이 매우 적다고 가정하면 모드 4, 5, 6의 time interval은 각각 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\Delta t_4 = \frac{V_0}{(i_{Ls}/C_1)}, \Delta t_5 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{r1} C_3}, \Delta t_6 = \frac{i_{Ls} - I_P}{(2V_D/L_{r1})} \quad (4)$$

여기서 $I_P = \frac{V_0}{\sqrt{L_{r1}/C_3}}$ 이다.

따라서 허용 최대 듀티사이클은 다음과 같이 계산할 수 있다

$$d_{max} = \frac{T_s - \Delta t_4 - \Delta t_5 - \Delta t_6}{T_s} \quad (5)$$

그림 8은 부하의 함수로서 공진인덕터의 값에 대한 허용 최대 듀티사이클을 보이고 있으며, 공진인덕터와 커패시터값을 적절히 선정함에 따라 원하는 최대 듀티사이클을 쉽게 얻을 수 있다. 한편 실제에서 $L_{r1}(L_{r2})$ 값이 상대적으로 큰 경우에는 Δt_6 가 커다란 입력전류 i_{Ls} 에 의해 기대보다 클 수 있다. 그러나 이 값은 D_{S2} 와 직렬로 작은 저항을 삽입함에 의해 쉽게 감소시킬 수 있으며, 삽입된 직렬저항에서의 전력손실은 1kW의 출력레벨에 대해 수W이하가 됨으로 효율의 손실없이 Δt_6 를 제어할 수 있다. 전체적으로 위에서 구한 허용 최소/최대 듀티사이클을 고려할 때 soft switching을 위한 전류회로(commutation circuit)는 PWM제어와 같은 본 컨버터의 좋은 특성에 거의 영향을 미치지 않음을 볼 수 있다.

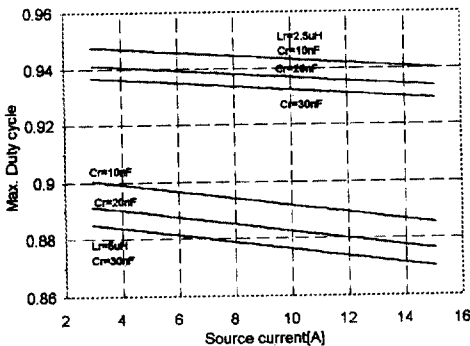


Fig. 8. Allowable maximum duty cycle of proposed converter as a function of source current i_{Ls} for several values of resonant inductor $L_r(L_{r1}, L_{r2})$

스위칭 모드 2에서의 직렬공진회로는 $L_{r1}, C_1, C_3(L_{r2}, C_2, C_4)$ 로 구성된다. 이 회로의 공진에 의해 주스위치 $S_1(S_2)$ 에 더해지는 전류성분을 포함한 주스위치 $S_1(S_2)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$i_{S1} = i_{Ls} + \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L_{r1}(C_1+C_3)}{C_1C_3}}} \sin \omega_r t \quad (6)$$

여기서 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_1 C_3 / (C_1 + C_3)}}$ 이다.

식 6에서 보는 것처럼 직렬공진회로의 공진주기

가 컨버터의 스위칭 주기보다 상당히 작으며 공진피크전류 또한 i_{Ls} 에 비해 크지 않으므로 IGBT의 펄스 전류허용특성을 고려할 때 공진피크전류는 거의 무시할 만 하다.

4. 실험 및 고찰

DC 출력 전압을 200[V]로 제어하는 전력용량 1.5[kw]급의 제안한 단상 PWM AC/DC 컨버터의 실험 회로를 구성하였다. 입력전압의 변동범위는 AC 80[v]~140[v]로 하였으며, 스위칭주파수는 50[kHz]로 하여 펄스폭 변조방식으로 컨버터 제어하였다. 실험에 사용한 소자는 주 스위치소자 IGBT $S_1, S_2(D_1, D_2$ 포함)로는 International Rectifier사의 40[A]급의 IRGPC40UD2, 주다이오드 D_3, D_4 로는 Harris semiconductor사의 MUR1550, 전류회로의 다이오드 DS_1, DS_2, DS_3 로는 MUR850, 출력필터 커패시터로는 300[v]정격 770[μ F]의 전해콘덴서, 입력측 인덕터로는 500[μ H], 20[A]의 철심 코아 인덕터, 공진 인덕터 $L(L_{r1}, L_{r2})$ 로는 3.8[μ H], 20[A] 페라이트 코아 인덕터, 공진커패시터 $C_1(C_1, C_2, C_3, C_4)$ 로는 33[nF], 400[v] polypropylene 커패시터를 사용하였다. 그림 9는 본 단상 PWM AC/DC 컨버터의 제어 블록도를 보이고 있다. 그림에서처럼 주 제어변수로는 일정한 값으로 제어되고 있는 출력전압과, 역율을 1로 제어하기 위해 입력전압과 동상으로 제어되고 있는 입력전류이다. 본 컨버터의 제어에 사용한 역율 제어 전용 칩은 Unitrode사의 UC3854B이다. 출력전압의 기준신호와 실제 측정값의 오차는 전압제

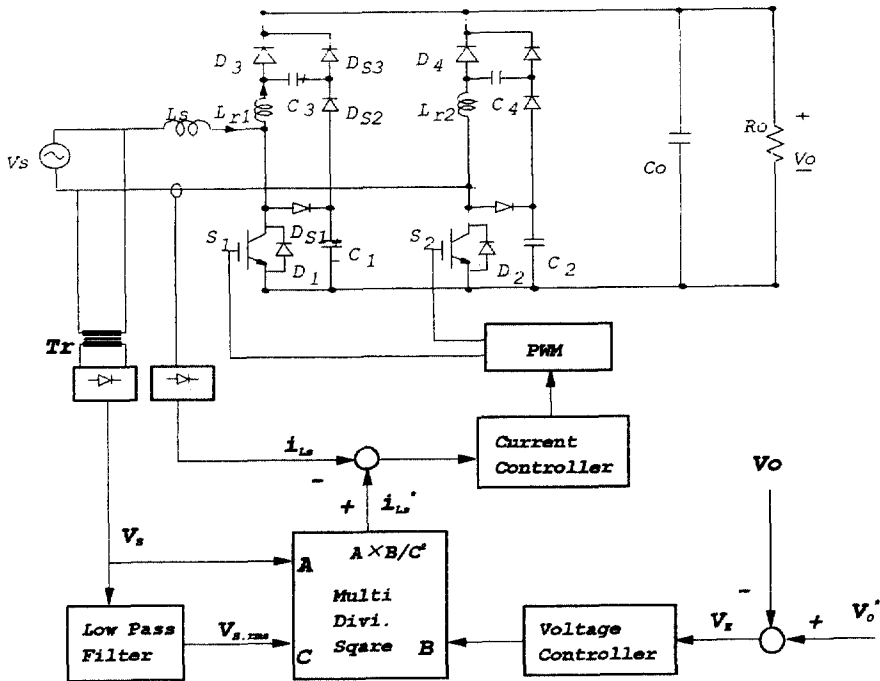


Fig. 9. Control block diagram of the proposed power factor correction single - phase AC/DC converter.

어기를 거쳐 제어 신호를 발생시키며, 이 제어신호는 multiplier에서 Tr를 통하여 측정된 입력전압과 곱하여 저 입력전류의 명령값을 출력한다. 위에서 얻은 전류명령값은 입력전압과 동상으로서 입력측에서의 역율을 1로 제어 하기 위해 사용된다. 이 입력전류 명령치를, 전류센서를 통해 측정된 실제 입력전류와 비교하여 얻은 제어신호는 전류제어기를 통과한 후 PWM 발생기에서 삼각파 신호와 비교하여 스위칭소자 S_1 과 S_2 에 가해지는 PWM 신호를 발생시킨다. 또한 입력전압의 변동에 의한 출력전압의 변동을 최소화하기 위해 입력전압의 실효치는, 제어기에서 자승한 후, 위에서 구한 전류명령값을 나누는 피드포워드 제어 신호로 사용되고 있다. 그림 10은 제안한 컨버터의 입력단에서의 AC 전압 파형(피크값이 큰 파형)과 전류 파형(피크값이 작은 파형)및, 입력전류의 고조파성분을 보이고 있다. 그림 10(a)에서 보는 것처럼 두 파형이 동상을 이루며, 역율이 거의 1로 제어되고 있음을 볼 수 있으며, 그림 10(b)에서 처럼 입력전류에서의 고조파성분은 기본파에 비해 거의 무시할 만하다. 그림 11은 제안한 컨버터의 각 부분에서의 파형을 보이고 있다. 그림 11(a)은 한 스위칭동안의 주 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형으로서, 스위치의 전압 전류가 각각 거의 출력전압과 입력전류로 제한되는 작은 스위치 전압/전류 스트레스를 볼 수 있다. 그림 11(b)와 (c)에서는 주스위치 S_1 이 ZCS 턴온과 ZVS 턴오프함을 볼 수 있으며, 그림 11(d), (e)는 공진 인덕터 L_r 과 다이오드 D_{S2} 에서의 전류 파형으로서 앞에서 해석한 파형과 같음을 볼 수 있다. 그림 12는 출력부하의 증가에 따른 제안한 컨버터의 측정 효율을 나타내고 있으며, 부하에 따라 93%에서 95%사이의 좋은 효율을 유지하고 있음을 볼 수 있다.

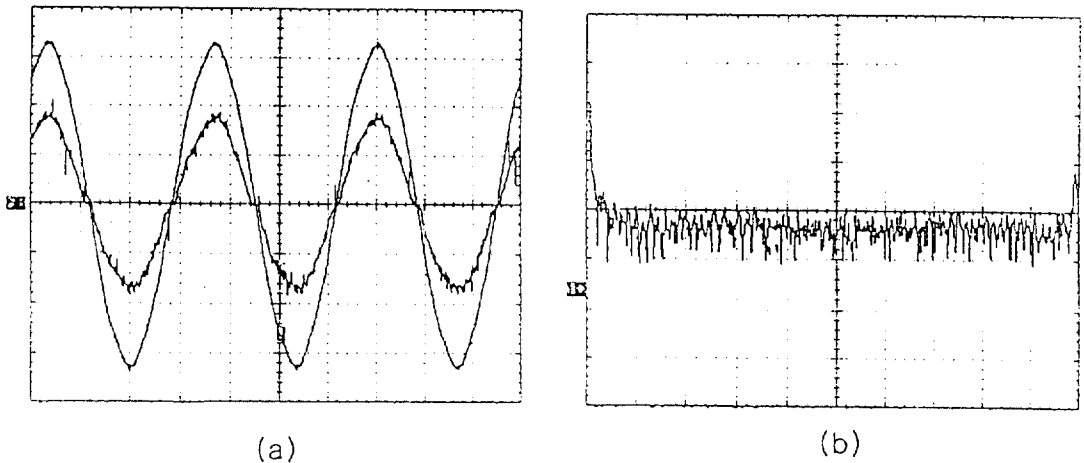
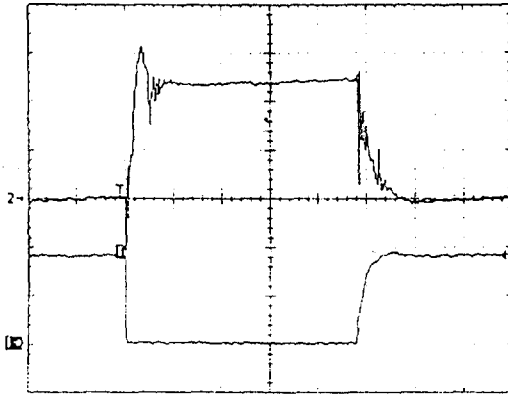
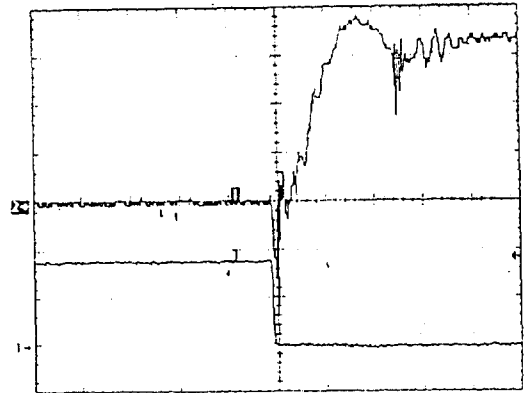


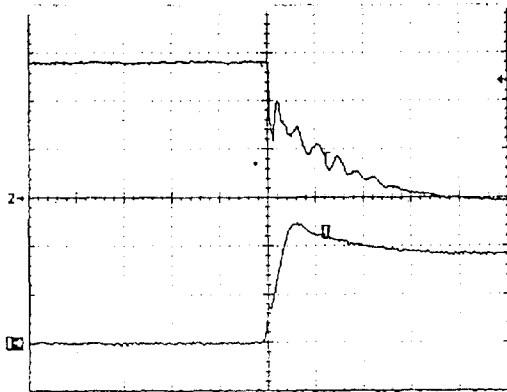
Fig. 10.(a) Observed source voltage waveform(with the higher peak value) and source current(with the lower peak value) waveforms of the proposed single - phase AC/DC converter, (50 V/div, 10A/div, 5msec/div), (b) frequency component of the source current waveform(20dB/div, 5kHz/div).



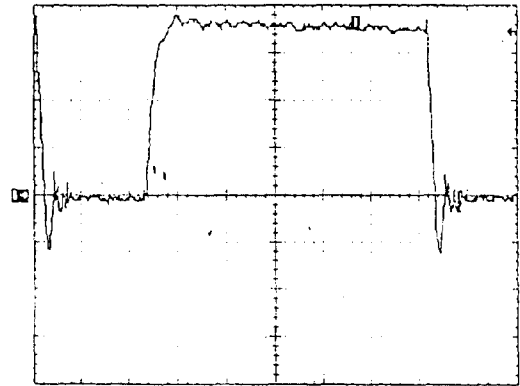
(a)



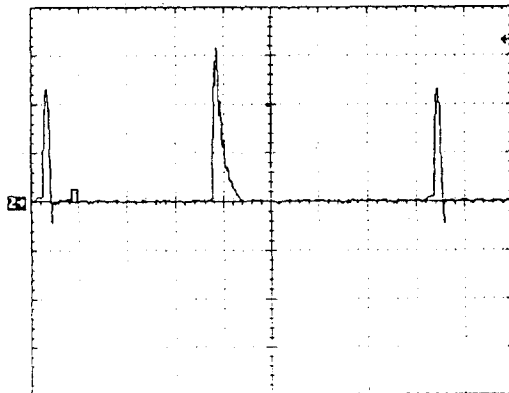
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 11. (a) Current(top trace) and voltage(bottom trace) waveforms of switch S_1 (5A/div, 100V/div, 2.5 μ sec/div), (b) ZSC turn - on time interval of main switches S_1 , (100V/div, 5A/div, 500nsec/div), (c) ZSC turn off time interval(100v/div, 5A/div, 500nsec/div), (d) resonant inductor current i_{Lr} (5A/div, 2.5 μ sec/div), (e) current i_{Ds2} through diode D_{s2} (3.3A/div, 2.5 μ sec/div)

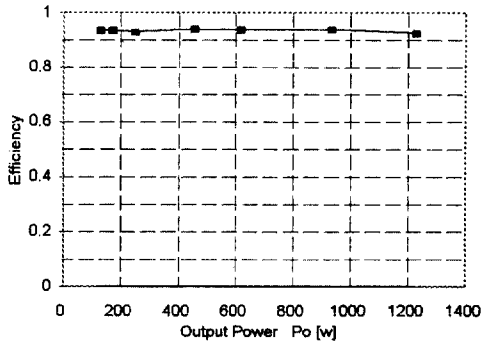


Fig. 12. Measured efficiency of proposed power factor correction single - phase AC/DC converter ($V_s=120[V_{ac}]$, $V_o=200[V_{dc}]$).

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 역율보상회로에 비해 성능이 좋은 역율보상 PWM 단상 AC/DC 컨버터를 제안하였다. 저도통손 브릿지회로와 무손실 스너버의 우수한 특성을 결합한 본 역율보상 단상 AC/DC 컨버터는 보조스위치를 사용하지 않은 전류회로를 통해 주스위치와 다이오드를 소프트스위칭하므로 회로의 스위칭손실을 감소시켰을 뿐만 아니라 회로구성 또한 간단하며, 일반적인 후단에 부스트 컨버터

가 종속 연결되는 다이오드정류기대신 단상 컨버터 토포로지를 사용하므로 인해 회로의 도통손실을 상당히 개선하였다. 더욱이 PWM제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터 및 커패시터의 작은 Var rating으로 인해 대용량에서의 응용이 가능하며, 스위칭전원의 입력단은 물론 정류기자체로서의 넓은 응용이 기대된다. 본 컨버터의 특징을 요약하면

- 1) 보조스위치 사용함이 없이 소프트스위칭을 함으로 인해 컨버터의 스위칭손실을 줄였으며,
- 2) 단상 컨버터 토포로지를 사용하므로 도통손실을 감소시켰으며,
- 3) PWM제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터 및 커패시터의 작은 Var rating과 같은 장점을 지니고 있으며,
- 4) 시스템의 크기도 보다 간단하게 구성되었다.

참 고 문 헌

- [1] R. Streit and D. Tollik, "High Efficiency Telecom Rectifier Using A Novel Soft - Switched Boost - based Input Current Shaper," IEEE INTELEC, pp720 - 726, 1991.
- [2] G. Hua, C. Leu and Fred C. Lee, "Novel Zero - Voltage - Transition PWM Converters," IEEE PESC, pp. 55 - 61, 1992.
- [3] N. H. Kutkut and K.W. Klontz, "Design Consideration for Power Converter Supplying the SAE J - 1773 Electric Vehicle Inductive Coupler," IEEE APEC, pp. 841 - 847, 1997.
- [4] Prasad N. Enjeti and R. Martinez, "A High Performance Single Phase AC to DC rectifier with Input Power Factor Correction," IEEE APEC, pp. 190 - 195, 1993.
- [5] 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, pp. 746 - 752, Nov. 1995.
- [6] A. F. de Souza and Ivo Barbi, "A New ZCS Quasi - Resonant Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," IEEE PESC, pp.1171 - 1177, 1995.
- [7] L. Dixon, "Average Current mode Control of switching power supplies," Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook, pp10.398 - 10.411, 1995 - 1996.

A New High Efficiency Power Factor Correction PWM Rectifier with Reduced Conduction Loss and No Auxiliary Switches

In - Dong KIM
(Pukyong National University)

ABSTRACT

This paper presents a soft switching unity power factor PWM rectifier, which features reduced conduction losses and soft switching with no auxiliary switches. The soft switching are achieved by using a simple commutation circuit with no auxiliary switches, and reduced conduction losses are achieved by employing a single converter, instead of a typical front end diode rectifier followed by a boost rectifier. Furthermore, thanks to good features such as simple PWM control at constant frequency, low switch stress and low VAR rating of commutation circuits, it is suitable for high power applications. The principle of operation is explained in detail, and major characteristics analysis and experimental results of the new converter also included.