

단일전력단으로 구성된 AC/DC 풀 브리지 컨버터에 관한 연구

안병무* · 김 용* · 김필수** · 임남혁** · 장성원***
 *동국대학교 전기공학과, **대림대학, ***중일엔지니어링

A Study on AC/DC Full Bridge Converter With Single Stage Circuit

Byung-Moo Ahn* · Yong Kim* · Pil-Soo Kim** · Nam-Hyuk Lim** · Sung-Won Chang***
 *Dongguk University, **Daerim College, ***Jung-il Engineering

Abstract - A single stage AC/DC converter based on a full bridge topology suitable for high frequency soft switching converter applications is proposed. The proposed converter has high power factor, zero voltage switching, low noise and high efficiency. A pulse width modulation control is employed to reduce the switching and rectification losses respectively. This proposal converter has simple structure and low cost. The modelling and detailed analysis are performed to derive the design equations, a prototype converter has been designed and experimented. The new converter is attractive for high-voltage, high-power applications where IGBT's are predominantly used as the power switches. The principle of operation, features, and design are verified on a 1.5kW, 30kHz, IGBT based experimental circuit.

1. 서 론

최근 공진형 컨버터가 갖고 있는 영전압 스위칭의 특징을 이용한 PWM 컨버터의 개발이 활발히 이루어지고 있으며 이러한 형태의 컨버터를 소프트 스위칭 컨버터라 한다.^[1] 소프트 스위칭 컨버터의 대표적인 방식인 영전압 스위칭 PWM 컨버터회로는 주 스위치의 턴-오프 구간에서 일정시간동안 공진 인덕터 L의 자화전류를 순환시켜 공진을 억제하고 있다가 주 스위치가 턴-온되기 직전 턴-오프되는 특징을 갖는다. 즉 주 스위치의 전압을 영전압까지 떨어뜨린 후 스위치를 턴-온시킴으로써 영전압 스위칭이 실현되게 된다. 이러한 방식의 소프트 스위칭 컨버터는 공진에 대한 영전압 스위칭을 하면서 PWM 컨버터에서와 같이 고정 스위칭 주파수에서 제어를 하는 특징을 가진다. 따라서 공진 순환 전류 컨버터는 준 공진형 컨버터보다 효율면에서도 유리한 컨버터로 알려져 있다.^[2] 본 논문에서는 입력전류에 대하여 송압 인덕터를 포함한 전류의 저 임피던스 경로를 제공함으로써 주 스위칭 소자가 영전압 스위칭이 가능하도록 제어함과 동시에 턴-오프시 스위칭 손실저감 및 기생전동, EMI 저감을 꾀할 수 있는 단단 방식의 송압형 소프트 스위칭 AC/DC 풀 브리지 부스트 컨버터를 제안하고자 한다.

2. 본 론

2.1 제안된 회로

일반적으로 소프트 스위칭이란 스위치 온 시 스위치에 인가되는 전압과 전류 또는 둘 중 하나를 영이 되게 함으로써 스위치에서의 전력손실이 영이 되게 하는 것을 말한다. 본 논문에서는 1차측 DC 링크단에 RCD 스너버 대신 1개의 커패시터(Cr), 2개의 다이오드(Dp, Dr)와 1개의 인덕터(Lr)로 구성된 무손실 스너버회로를 적

용함으로써 주 스위칭 소자의 영전압 스위칭이 가능하도록 하였다.

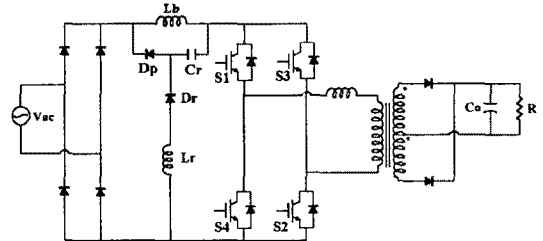


그림1 단일 전력단 방식의 스너버 적용 풀 브리지 컨버터

그림1은 본 연구에서 제안하는 단일 전력단 방식의 풀 브리지 컨버터 회로로서 스위칭 구동회로는 Unitrod UC3854를 사용하였으며, 이 회로는 곱셈기, 전류 보상기, 전압보상기, 삼각파 발생기, 이상(移相) 회로로 구성된다. 그림2는 제안된 컨버터의 제어회로 블록도이다. 이 제어기의 동작은 출력전압 VDC를 검지하여 기준 전압 Vref와 비교된다. 오차신호(e=Vref - VDC)는 전압 보상기에 의해 규정된 레벨로 출력 DC전압을 유지하기 위해 사용된다.

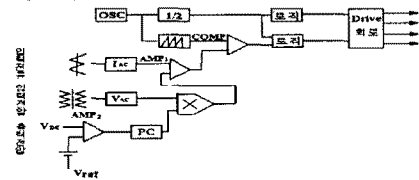


그림2 제어회로 블록도

2.2 이론적인 파형 및 동작 특성

그림3은 그림1의 회로에 대한 한 주기 동안 모드별 동작 파형을 나타내며 그림4는 모드별 동작을 나타낸다.

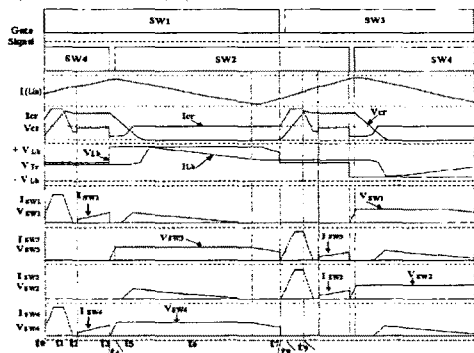
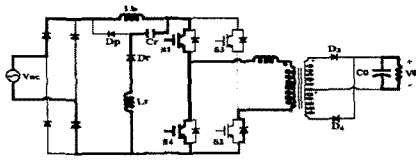
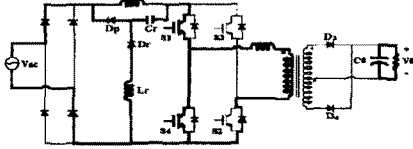


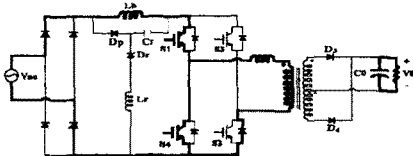
그림3 제안된 회로의 이론적인 동작파형



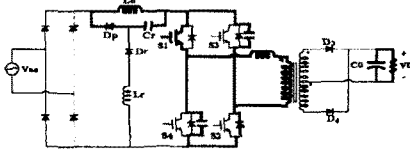
Mode I $[t_0 \sim t_1]$



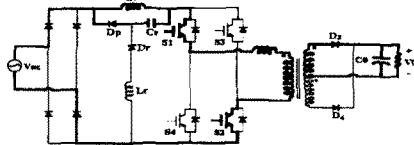
Mode II $[t_1 \sim t_2]$



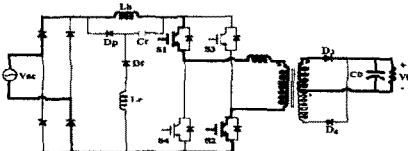
Mode III $[t_2 \sim t_3]$



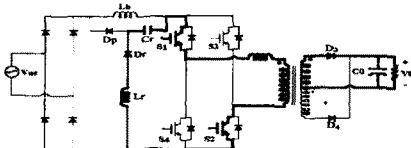
Mode IV $[t_3 \sim t_4]$



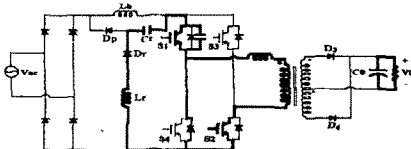
Mode V $[t_4 \sim t_5]$



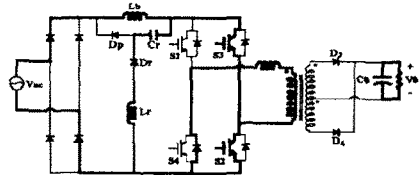
Mode VI $[t_5 \sim t_6]$



Mode VII $[t_6 \sim t_7]$



Mode VIII $[t_7 \sim t_8]$



Mode IX $[t_8 \sim t_9]$

그림4 제한된 회로의 모드별 동작

1) 모드 I $[t_0 \sim t_1]$

스위칭 소자 S_1 과 S_4 가 온 되어 있는 상태로써, 교류 입력전원 V_{ac} 는 S_1 , S_4 를 통해 단락 회로를 형성하며, 승압인덕터 L_b 에는 에너지가 축적되어, $L_r \sim C_r$ 을 경로로 커패시터 C_r 에는 에너지가 축적된다. 스위칭 소자 S_1 , S_4 에는 최대 전류가 흐르게 된다.

2) 모드 II $[t_1 \sim t_2]$

승압인덕터 전류 I_{L_b} 는 계속해서 상승하고, 스위칭 소자 S_1 , S_4 의 전류는 급격히 감소하며, 고주파 변압기 T_r 의 누설인덕턴스에 축적되어 있던 에너지는 S_4 및 S_2 의 다이오드 D_2 를 경로로 순환하게 된다. 이 때 스너버 커패시터 C_r 의 충전전압 V_{Cr} 은 $-V_{L_b}$ 에서 $+V_{L_b}$ 까지 역충전되고, 방전전류 I_{Cr} 이 0으로 되면 이 모드는 종료된다.

3) 모드 III $[t_2 \sim t_3]$

모드 II에서 C_r 의 공진전류 I_{Cr} 이 0으로 되면 스위칭소자 S_1 과 S_4 에는 교류전원 V_{ac} 와 승압인덕터 L_b 로부터 공급되는 전류 I_{L_b} 만이 흐르며 승압인덕터에 에너지를 저장한다. 그리고 스위칭 소자 S_1 , S_4 의 전류가 다시 서서히 증가하다가 스위치 S_4 가 오프되면서 동시에 전류도 0이 된다.

4) 모드 IV $[t_3 \sim t_4]$

1차 권선이 스위칭 소자 S_1 과 S_4 를 통해 단락되어 있으므로, 고주파 변압기 T_r 의 1차 전압이 0이 되어, T_r 의 2차측으로 에너지가 전달되지 못하며, C_o 의 저장 에너지는 부하 R_o 로 방전한다. 이 때 스위치 전류가 0이하로 떨어지면서 전압이 상승하기 시작하는데, 이 구간을 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching) 구간이라 할 수 있다.

5) 모드 V $[t_4 \sim t_5]$

스위칭 소자 S_2 가 턴-온하게 되며, 승압인덕터 L_b 에 저장되어 있던 에너지는 $C_r \sim D_p$ 의 저 임피던스의 경로를 통하여 방출되며, 스너버 커패시터 C_r 의 전압 V_{Cr} 은 $+V_{L_b}$ 에서 방전하기 시작한다. 모드 IV에서 이미 시작된 스위칭 소자 S_4 , S_2 의 전압은 영전압(ZVS) 상태에서 턴-오프 및 턴-온 된다. D_3 , D_4 도 영전압 상태에서 턴-온 되므로, 다이오드의 역회복 손실 및 전압 스트레스가 발생되지 않는다.

6) 모드 VI $[t_5 \sim t_6]$

스너버 커패시터 C_r 의 방전전류 I_{Cr} 이 0이 되고 동시에 다이오드의 전류 I_{Dp} 가 0이 되어 더 이상 흐르지 않는다. 이 구간에서도 역시 승압인덕터 L_b 에 유기된 전압 V_{L_b} 는 고주파 변압기에 인가되며 출력콘덴서 C_o 를 통해 평활되어 부하에 에너지를 공급하게 된다.

7) 모드 VII $[t_6 \sim t_7]$

스위칭 소자 S_3 과 S_4 의 전압이 서서히 감소하다가 스위치 S_1 이 오프되면서 동시에 S_3 , S_4 도 오프되는 모드

로서 이 모드 동안에는 승압인덕터 L_b 의 전류는 더 이상 흐르지 않게 되고, 전류는 단지 스위칭 소자 S_1, S_2 를 통하여 $L_r \sim C_r$ 의 경로로만 흐르게 되어 부하에 전력을 공급하며, 모드가 종료되면 더 이상의 전력공급이 이루어지지 않는다.

8) 모드 VIII [$t_7 \sim t_8$]

데드타임 구간으로써 스위치 S_1 이 오프된 후의 시간을 의미한다. 이 구간동안은 스위치 S_2 만 온 되어있고 나머지는 오프되어 있는 상태에서 부하에 전력이 전달이 이루어지지 못하며, C_o 에 저장되어 있는 에너지가 부하 R_o 로 방전한다.

9) 모드 IX [$t_8 \sim t_9$]

스위칭 소자 S_3 가 온 되면 모드 I에서와 같이 교류입력 전원 V_{ac} 로부터 정류다이오드, 승압인덕터 L_b 와 스위칭 소자 S_3, S_2 를 거쳐 $L_r \sim C_r$ 의 경로로 방전전류 I_{cr} 가 흐르고, 이 I_{cr} 에 의해 축적된 스너버 인덕터 L_r 의 에너지는 스너버 커패시터 C_r 의 충전전압 V_{cr} 을 $-V_{Lb}$ 에서 $+V_{Lb}$ 까지 역 충전시키고, 방전전류 I_{cr} 가 0이 되면 이 모드는 종료된다.

2.3 UC3854를 이용한 제어회로

제어회로의 칩으로는 UC3854를 사용하였고, 전압 보상기, 전류 보상기, 곱셈기 등을 포함하고 있음을 이미 언급하였다. 이 회로에서 전압보상기의 출력은, 곱셈기 (multiplier) 입력 핀에 연결된다. 곱셈기의 다른 입력 핀은 순시 입력 전압 검지를 위해 사용된다. 또한 제어회로와 컨버터 회로사이의 절연을 위해 HP3120을 이용하며, 네 개의 스위치를 구동 시킨다.

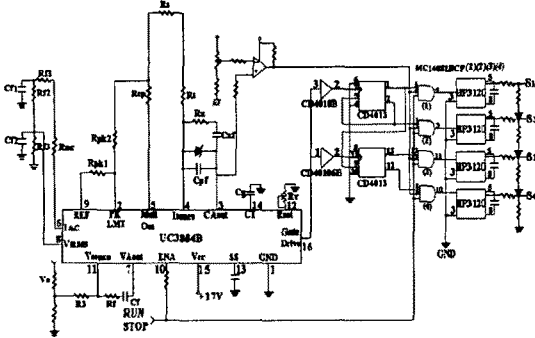


그림5 UC3854를 적용한 위상이동 제어회로 구성도

2.4 컨버터의 설계

승압형 컨버터에서 출력 전압 V_o 이 300V가 되도록 시비율(duty ratio)이 제어된다. 입력전압은 170AC~230AC까지이고 스위칭 주파수는 30kHz이다. 동작모드는 불연속 모드이고, 출력 커패시터는 매우 크며, 다른 소자들은 이상적이라고 가정한다. 절연된 풀 브리지형 컨버터의 승압인덕터 L_b 의 크기는 스위칭 리플 전류에 의해 결정되며, 승압인덕터 L_b 의 최대전류는 입력 전원과 정격부하(Full load)에서 구할 수 있다. 시비율(duty ratio) D 가 0.49인 상태에서 출력 전력이 100%일 때 최대 입력 전압에서도 전류 불연속 모드로 동작하도록 승압인덕터를 설계한다.^[5] 승압인덕터 L_b 는 식(1)과 (2)로 표현된다

$$I_{inpk} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_o / \eta}{V_{inmin}} \quad (1)$$

부스트컨버터의 경우, 불연속 모드에서 입력인덕터의 peak-to-peak 값은 전류의 평균값의 2배이상이어야 한다.

$$L_b = \frac{\sqrt{2} V_{inmin} \cdot D_{max} \cdot T_s}{I_{inpk} \times 2} \quad (2)$$

출력 커패시터는 식(3)로부터 계산될 수 있다.

$$C_o = \frac{P_o / \eta}{2\pi f_r \cdot V_{opt} \cdot V_o} \quad (3)$$

코어는 수용할 수 있는 코어손실과 권선 손실을 갖고 포화하지 않으면서 Volt-Second를 제공할 수 있는 규정한 코어를 선택한다. 단, 주어진 코어데이터로부터 식(4)의 계산치보다 큰 A_p 의 코어를 선택한다.

$$A_p = \frac{P_{in} \times 10^8}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \times 450 \times 10^4 \times A_p^{0.125} \times \Delta B \times 2f} \text{ cm}^4$$

$$A_p^{(1-0.125)} = \frac{P_{in} \times 10^4}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \times 450 \times \Delta B \times 2f} \text{ cm}^4$$

$$A_p = \left(\frac{P_{in} \times 10^4}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \times 450 \times \Delta B \times 2f} \right)^{1.143} \text{ cm}^4$$

$$A_p = \left(\frac{11.1 P_{in}}{K \cdot \Delta B \cdot f} \right)^{1.143} \text{ cm}^4 \quad (4)$$

권선설계에 있어서 1차측 최소 턴수의 계산은 Volt-second 평형 조건으로부터 식(5)와 같이 계산할 수 있다.

$$N_p = \frac{A_p \times J}{I_{pm}}$$

$$N_p = \frac{A_w \cdot K_p \cdot K_u \cdot J \cdot V_{in(min)} \cdot K_t}{P_{in}} \text{ [Turns]} \quad (5)$$

$$A_w = \frac{N_p \cdot P_{in}}{K_p \cdot K_u \cdot J \cdot V_{in(min)} \cdot K_t} \quad (6)$$

$$V_{in(min)} \cdot t_{on(max)} = N_p \cdot \Delta B \cdot A_e$$

$$A_e = \frac{V_{in(min)} \cdot t_{on(max)}}{N_p \cdot \Delta B} \quad (7)$$

$$J = 450 \times 10^4 \times A_p^{-0.125} \text{ A/m}^2$$

턴수비 n 는 최소 $V_{in(min)}$ 과 최대 시비율에서 가장 낮은 2차측 전압에 대하여 계산되고 식(8)과 같이 계산될 수 있다.

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} = \frac{N_p}{n} \text{ [Turns]} \quad (8)$$

또한, 스위치는 온 저항에 의한 손실이 크므로 부스트와 풀 브리지 컨버터의 동작을 공유하는 스위치 $S_1 \cdot S_4$ 에 기준을 두어 허용된 정격 이내에서 온 저항이 가장 작은 것을 선택한다.

3 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험결과

식(1)~(8)로부터 계산된 값을 기초로 하여 입력전압 220V_{rms}, 출력전압 300V, 출력전류 5A로 시뮬레이션을 수행하여 약 91%의 효율을 얻을 수 있었다. 또한 출력 전압의 저주파 리플분의 크기는 출력 100%일 때 3.3%, 출력 50%일 때 2.8%로 나타났고 출력 25%에서는 1.1%로 각각 나타났다.

실험은 입력전압 100[V_{rms}]에 대해서 수행하였고 출력 전압 100[V], 출력 전류 5[A]를 100[%] 부하로 선정하고 이를 가변하였다. 100%부하시 역률 0.891, 효율은 약 79[%]를 얻을 수 있었으며, 50%부하시는 역률 0.89, 효율 0.80을 얻었으며, 25%부하시는 각각 역률 0.91, 효율 0.78을 얻었다.

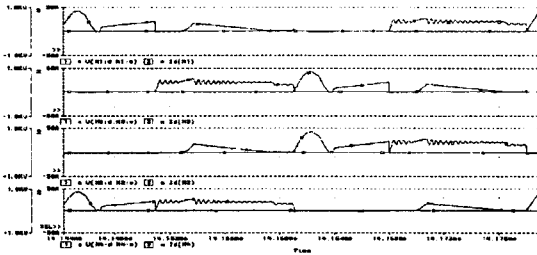


그림6 스위치 전압·전류의 시뮬레이션 파형(100%)

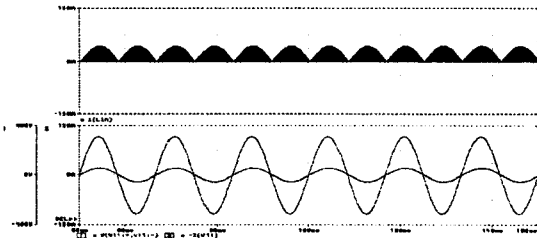


그림7 승압인덕터 전류 및 입력전압·전류의 시뮬레이션 파형(100%)

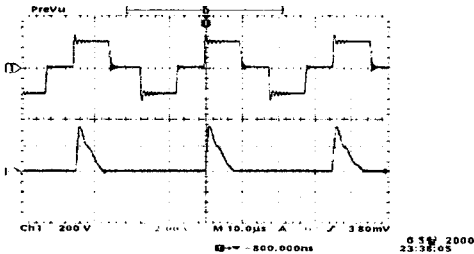


그림8 변압기 2차 전압 및 전류(100V/div, 10A/div)

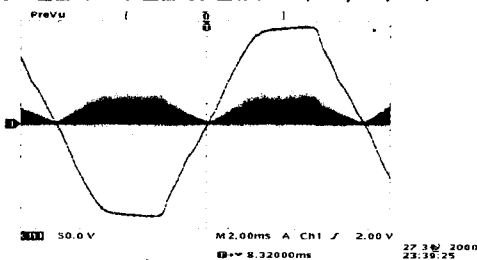


그림9 입력전압과 승압인덕터전류(50V/div, 10A/div)

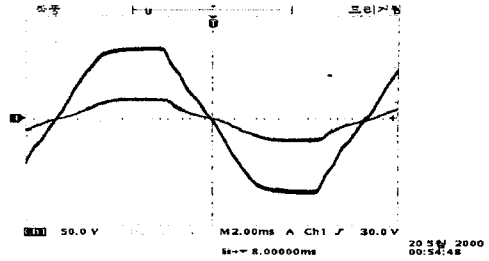


그림10 전부하시 입력 전압 및 전류 실험 파형 (50V/div, 10A/div)

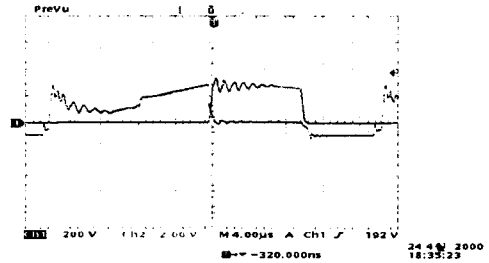


그림11 스위치 S4 전압 및 전류 실험 파형 (200V/div, 10A/div)

1. 결 론

역률 보정 회로(PFC)를 갖는 절연된 단단방식의 소프트 스위칭 컨버터의 모드별 동작 파형을 해석하고, 시뮬레이션을 통해 검토하였다. 기존의 하드 스위칭 PWM 컨버터에서는 대각선에 있는 스위치가 동시에 턴-온 또는 턴-오프하며, 프리윅링 구간동안 변압기의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지가 소모될 통로가 없기 때문에 스위칭소자의 전압과 전류 스트레스가 증가되지만, 본 논문에서는 영전압 스위칭을 이용하여 프리윅링 구간동안 저 임피던스 경로를 제공함으로써 손실 및 효율을 향상시켰다. 특히, S₁, S₃의 턴-오프시 lagging 스위칭 소자 S₂, S₄는 영전압 상태에서 도통됨으로써 소자의 스위칭 손실 및 역 회복 손실을 줄일 수 있었으며, 또한 제안된 풀 브리지 부트스 컨버터는 전기적 절연 및 소형, 경량 및 고효율을 위한 PFC 정류기로서의 적용 및 응용이 가능함을 제시하였다. 이와 더불어 보다 높은 효율과 전력밀도가 높은 대용량 컨버터에 대한 안정적 전원 개발에 대한 가능성을 보여주었으며, 대용량 전원장치의 고역률 고효율을 얻는데 유용할 것으로 기대된다.

[참고 문헌]

- [1] 金熙峻 "SMPS 특집" pp28~29, 1997 大韓電氣學會
- [2] 김은수 "98 전력변환 기술지원 사업 참고자료", 1999 한국전기연구원 과학기술부
- [3] Q. Chen, A. Loyfi, and F.C. Lee, "Optimization and Design Issues of Low Output Voltage, off-Line, Zero-Voltaged PWM Converter", 1992 VPEC
- [4] Abraham I. Pressman "Switching Power Supply Design" pp545~549, 1998 McGraw-Hill
- [5] 李元載 "A study on Half-Bridge Type Single Stage PFC AC-DC converter for Design and Improvement on Efficiency", 1998 東國大學學位論文.
- [6] Billings, Keith H "Switch Mode Power Supply Handbook", 1999 McGraw-Hill