

고효율 더블 엔디드 능동 클램프 영전압 스위칭 파워드 컨버터

김정은, 강정일, 한상규, 문건우
한국과학기술원

High-efficiency Double-ended Active Clamp ZVS Forward Converter

Chong-Eun Kim, Jeong-il Kang, Sang-Kyoo Han, and Gun-Woo Moon
KAIST

ABSTRACT

In this paper, a high-efficiency double-ended active clamp ZVS forward converter is proposed. This converter can be used in compact size AC/DC converter applications such as a notebook adapter. The principles of operation are described and the zero voltage switching characteristics are analyzed. High efficiency of this converter is verified by the experimental results.

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자의 급격한 발달로 스위칭 전원의 고주파화가 가능하게 되었다. 이는 변압기와 인덕터, 커패시터의 크기를 줄일 수 있음을 의미하므로 스위칭 전원을 소형화, 경량화시킬 수 있는 중요한 토대가 된다. 그러나, 스위칭 주파수를 증가시키면 스위칭 손실이 증가하게 되어 오히려 전원의 효율을 떨어뜨리게 되는 문제점이 있다. 따라서 스위칭 전원의 고주파화를 위해서는 소프트 스위칭 기법이 필요하다. 소프트 스위칭 기법에는 영전압 스위칭과 영전류 스위칭이 있으며, 고주파 동작이 가능한 MOSFET은 턴오프 손실에 비해서 턴온 손실이 크므로 영전압 스위칭을 통해 효율을 크게 증가시킬 수 있다. 기존의 파워드 컨버터에 능동 클램프 회로를 부가한 컨버터는 주스위치 및 보조 스위치 모두 영전압 스위칭이 가능하므로 스위칭 주파수를 높일 수 있다.^[1-3] 본 논문에 제안된 회로는 능동 클램프 파워드 컨버터의 변압기에 3차 권선을 추가하여 더블 엔디드로 구성하였다. 따라서, 고주파화로 작아진 변압기와 인덕터, 커패시터의 크기를 더욱 줄일 수 있게 되었다. 제안된 고효율 더블 엔디드 능동 클램프 영전압 스위칭 파워드 컨버터는 소형화하기 쉬운 장점뿐만 아니라 영전압 스위칭에 의해 높은 효율도 보장된다. 따라서 작은

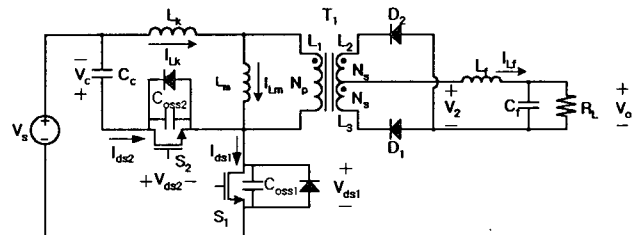
사이즈를 요구하는 스위칭 전원에 응용이 가능하다.

본 논문에서는 제안된 회로의 동작과 영전압 스위칭 특성을 기술한다. 그리고, 250kHz로 동작하는 60W급 AC/DC 컨버터의 사양(출력 전압 18V, 출력 전류 3A)을 만족시키는 회로를 설계하고 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

2. 제안된 회로의 동작

2.1 회로 구성

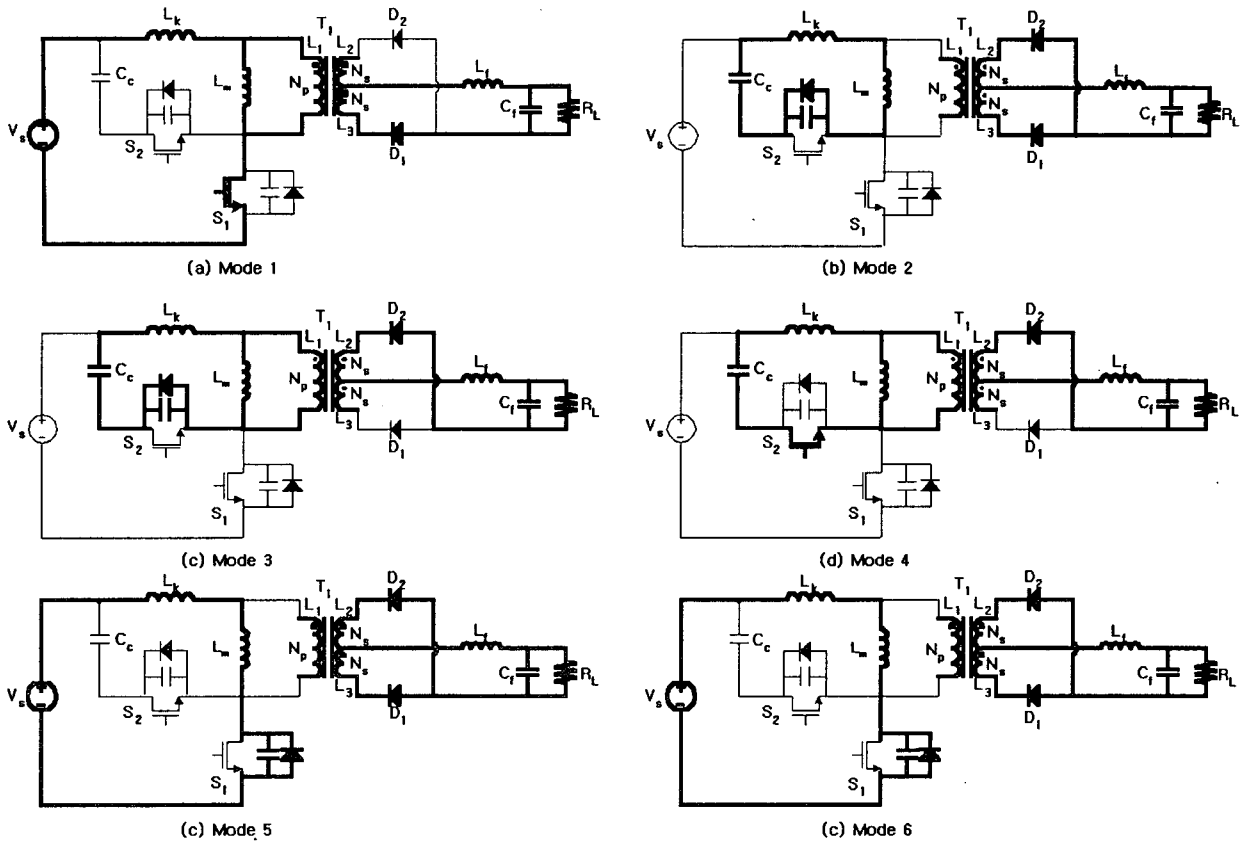
제안된 고효율 더블 엔디드 능동 클램프 영전압 스위칭 파워드 컨버터를 <그림 1>에 나타내었다. 변압기는 자화 인덕턴스 L_m , 누설 인덕턴스 L_k , 이상적인 변압기 T_1 으로 등가화하여 나타내었다. 입력 전압 V_s 와 변압기 T_1 , 주스위치 S_1 , 다이오드 D_1, D_2 , 파워드 인덕터 L_f , 출력 커패시터 C_f , 부하 저항 R_L 로 이루어진 회로가 파워드 컨버터이다. 여기에 클램프 커패시터 C_c 와 보조 스위치 S_2 를 추가하면 능동 클램프 파워드 컨버터가 되며, 3차 권선 L_3 을 추가한 것이 제안된 고효율 더블 엔디드 능동 클램프 영전압 스위칭 파워드 컨버터이다.



<그림 1> 제안된 회로

2.2 회로의 기본 동작

제안된 회로의 기본 동작을 6개의 모드로 나누어 설명하였다. 스위치 S_1 은 DT_s 동안 도통되며, 스위치 S_2 는 $(1-D-D_{dead1}-D_{dead2})T_s$ 동안 도통된다.



<그림 2> 모드별 전류 도통 상태

<그림 2>는 각 모드의 도통 경로를 나타내고 있으며 <그림 3>은 컨버터의 각 부분의 파형을 나타내고 있다. $D_{dead}T_s=t_1-t_2$ 이며 $D_{dead}T_s=t_4-t_5$ 이다. 각 모드별 해석은 다음과 같다.

① Mode 1 [t_0-t_1]: 스위치 S_1 이 도통상태이며 스위치 S_2 는 꺼져있는 상태이다. 변압기의 L_m 과 L_k 에 흐르는 전류는 V_s 에 의해 선형적으로 증가하고 있다. L_2 에 $(N_s/N_p)V_s$ 의 전압이 인가되어 다이오드 D_1 이 도통되며 L_f 에 흐르는 전류는 다음의 기울기로 선형적으로 증가하게 된다.

$$\frac{dI_{L_f}}{dt} = \frac{\frac{N_s}{N_p} V_s - V_o}{L_f} \quad (1)$$

② Mode 2 [t_1-t_2]: 스위치 S_1 이 꺼지며 스위치 S_2 는 계속 꺼져있는 상태를 유지한다. 변압기 1차 측에 흐르던 전류는 L_k 에 의해 순간적으로 방향을 바꾸지 못하므로 스위치 S_2 의 출력 커패시터와 바디 다이오드를 통해 흐르게 된다. 변압기 2차 측의 정류 다이오드는 동시에 도통하면서 변압기의 각

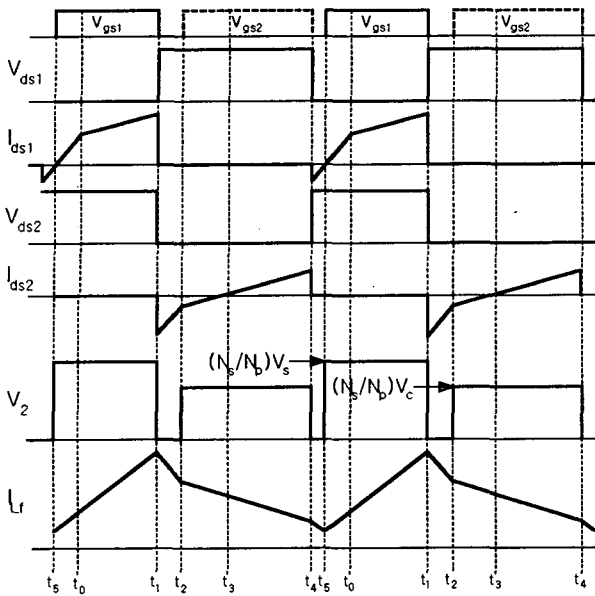
권선에는 영전압이 걸리게 된다. 다이오드 D_1 에 흐르는 전류는 감소하며 동시에 다이오드 D_2 에 흐르는 전류는 증가하게 되는데, 이 두 전류의 합은 L_f 에 흐르는 전류와 같다. 이 모드에서, S_2 의 바디 다이오드가 도통하고 있는 동안 S_2 를 켜주면 영전압 스위칭을 얻을 수 있다.

③ Mode 3 [t_2-t_3]: 스위치 S_1 은 계속 꺼져있으며 스위치 S_2 의 바디 다이오드가 도통하고있는 상태이다. 변압기 2차 측 권선 L_3 에는 $-(N_s/N_p)V_c$ 의 전압이 걸리게 되므로 L_f 에 흐르는 전류는 다음의 기울기로 감소한다.

$$\frac{dI_{L_f}}{dt} = \frac{\frac{N_s}{N_p} V_c - V_o}{L_f} \quad (2)$$

V_c 에 의해 L_m 의 전류와 L_k 에 흐르는 전류는 계속 감소하며 S_2 의 바디 다이오드를 흐르는 전류가 영이 되면 Mode 3은 끝나게 된다.

④ Mode 4 [t_3-t_4]: 스위치 S_1 은 계속 꺼져있으며 스위치 S_2 는 계속 켜져 있는 상태이다. S_2 의 바디



<그림 3> 컨버터 각 부분의 파형

다이오드를 흐르던 전류는 영전압 상태에서 이미 켜져있던 스위치 S_2 를 통하여 계속 흐른다. V_c 에 의해 L_k 에 흐르는 전류와 L_m 에 흐르는 전류는 계속 감소하게 된다. Mode 3과 같이 L_f 의 전류는 식 (2)의 기울기로 감소한다.

⑤ Mode 5 [t_4-t_5]: 스위치 S_1 은 계속 꺼져있으며 스위치 S_2 가 꺼지면 Mode 5가 시작된다. L_k 에 흐르는 전류는 스위치 S_1 의 출력 커패시터와 바디 다이오드로 흐른다. Mode 2에서와 마찬가지로 D_1 과 D_2 모두 도통하면서 전류의 이동이 발생하고 변압기의 각 권선에는 영전압이 걸리게 된다. 스위치 S_1 의 바디 다이오드가 도통하는 동안 S_1 을 켜주게 되면 영전압 스위칭을 얻을 수 있다.

⑥ Mode 6 [t_5-t_6]: 스위치 S_1 은 켜지고 스위치 S_2 는 계속 꺼져있는 상태이다. 하지만 D_2 에서 D_1 으로의 전류(commutation)가 끝날 때까지 L_m 은 단락 상태이므로 스위치 S_1 에 흐르는 전류는 V_s/L_k 의 기울기로 증가하게 되며 $I_{Lk}=(N_s/N_p)I_{Lr}$ 가 되는 순간 Mode 6이 종료되고 다시 Mode 1이 시작된다.

2.3 입출력 관계식

입출력 관계식을 구하기 위해 다음과 같이 가정하였다.

- ① 누설 인덕턴스 L_k 의 값은 자화 인덕턴스 L_m 에 비해 작으므로 무시한다.
- ② 스위치 S_1 과 S_2 의 게이트 신호의 데드-타임은 고려하지 않는다.

V_c 는 변압기 1차 측의 전압-시간 균형을 고려하면 다음의 식이 얻어진다.

$$V_c = \frac{D}{1-D} V_s \quad (3)$$

L_f 에 대해 전압-시간 균형 방정식을 풀면

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} DV_s + \frac{N_s}{N_p} (1-D) V_c \quad (4)$$

의 식이 얻어지며 (3)식을 (4)에 대입하면 다음과 같은 입출력 관계식이 얻어진다.

$$V_o = 2 \frac{N_s}{N_p} DV_s \quad (5)$$

2.4 영전압 스위칭 해석

영전압 스위칭은 Mode 4와 Mode 5에서 이루어진다. 먼저 스위치 S_1 의 영전압 스위칭 구간인 Mode 5에서 L_k 에 흐르던 전류 I_{Lk} 가 가지고 있는 에너지가 S_1 의 출력 커패시터에 충전되어있는 전압 V_c+V_s 가 가지고 있는 에너지보다 커야만 영전압 스위칭을 이룰 수 있다. 따라서, 스위치 S_1 의 영전압 스위칭 조건은

$$\frac{1}{2} L_k (I_{Lk})^2 > \frac{1}{2} C_{oss1} (V_c + V_s)^2 \quad (6)$$

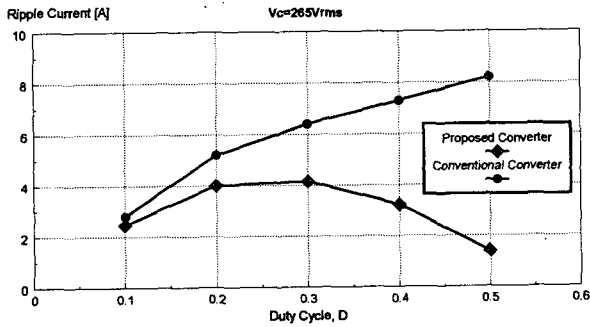
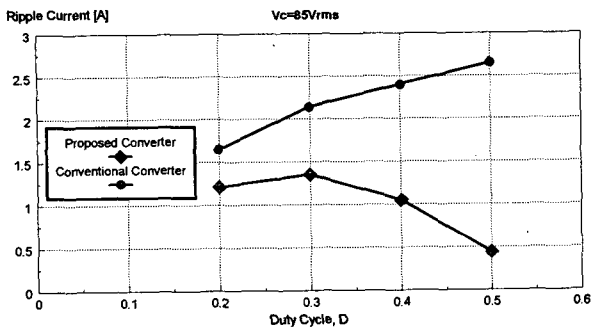
이며 영전압 스위칭을 하는 공진 주기는

$$T_r = 2\pi\sqrt{L_k C_{oss1}} \quad (7)$$

이 되므로 S_2 가 꺼진 후 S_1 이 켜지기 전의 데드-타임은 1/4 공진 주기보다 커야한다는 조건을 구할 수 있다. 스위치 S_2 는 바디 다이오드가 도통한 후에 스위치가 도통하므로 영전압 스위칭을 한다.

2.5 출력 인덕터 전류의 맥동 성분 비교 분석

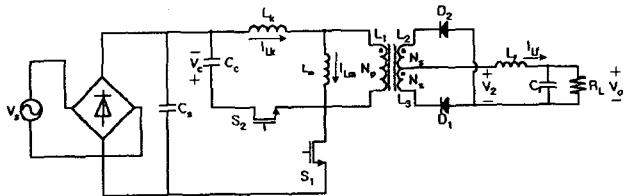
제안한 컨버터는 보조 스위치 도통 구간에 도 변압기 2차 측으로 에너지를 전달하는 방식으로 동일한 L_f 및 G_f 값에 대하여 기존의 능동형 클램프 파워 컨버터에 비하여 출력인덕터 전류 및 출력전압의 맥동 성분이 작다는 장점을 갖는다. 출력전압 조절을 하지 않은 상황에서 시비율(Duty Cycle, D)에 대한 제안한 컨버터와 기존의 컨버터의 출력인덕터 맥동전류(Ripple Current)를 입력전압 $V_s=85V_{rms}$ 및 $V_s=265V_{rms}$ 인 두 경우에 비교한 결과를 <그림 4>에 도시하였다. <그림 4>에서 보듯이 제안한 컨버터의 출력인덕터 맥동전류는 기존의 능동형 클램프 파워 컨버터에 비하여 시비율 0.2



이상에서 33%~83%의 맥동전류가 저감되는 것을 알 수 있다. 바꾸어 말하면 같은 출력인덕터 맥동전류를 얻기 위해서는 제안한 컨버터의 출력인덕터의 인덕턴스가 작아도 된다. 따라서 출력 필터의 부피감소 및 인덕터의 기생 저항과 출력 커패시터의 작은 ESR에 의하여 도전 손실 또한 감소되어 고효율 및 고전력밀도를 얻는 것이 가능하다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

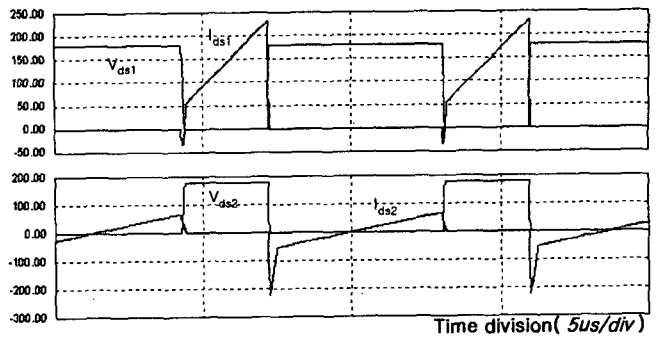
제안된 회로의 동작을 검증하기 위해 유니버설 입력인 85~265V_{rms} 입력, 18V 3A 출력에 대하여 시뮬레이션과 실험을 행하였다.



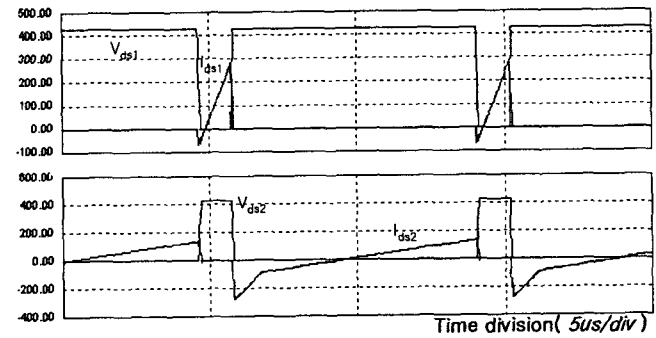
〈그림 5〉 실험 회로

표 1 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로의 소자값

f_s	250kHz	D_2	10ETF04
V_s	85V _{rms} , 265V _{rms}	L_m	100uH
V_o	18V	L_k	10uH
$I_{o,max}$	3A	N_D	24
C_s	100uF	N_s	6
S_1, S_2	IRFB9N60A	L_f	10uH
D_1	10ETF02	C_f	220uH
C_c	1uF	R_L	6Ω



〈그림 6〉 입력 전압 $V_s=85V_{rms}$ 일 때의 S_1 과 S_2 의 전압과 전류



〈그림 7〉 입력 전압 $V_s=265V_{rms}$ 일 때의 S_1 과 S_2 의 전압과 전류

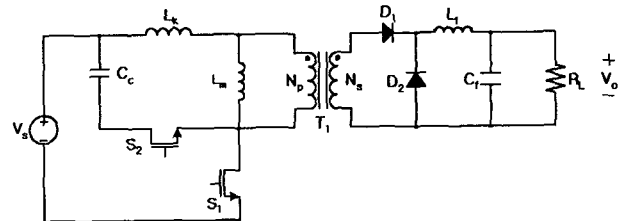
실험에 사용된 회로는 〈그림 5〉에 나타내었으며, 사용된 회로 소자 값은 〈표 1〉에 나타내었다.

3.1 시뮬레이션 결과

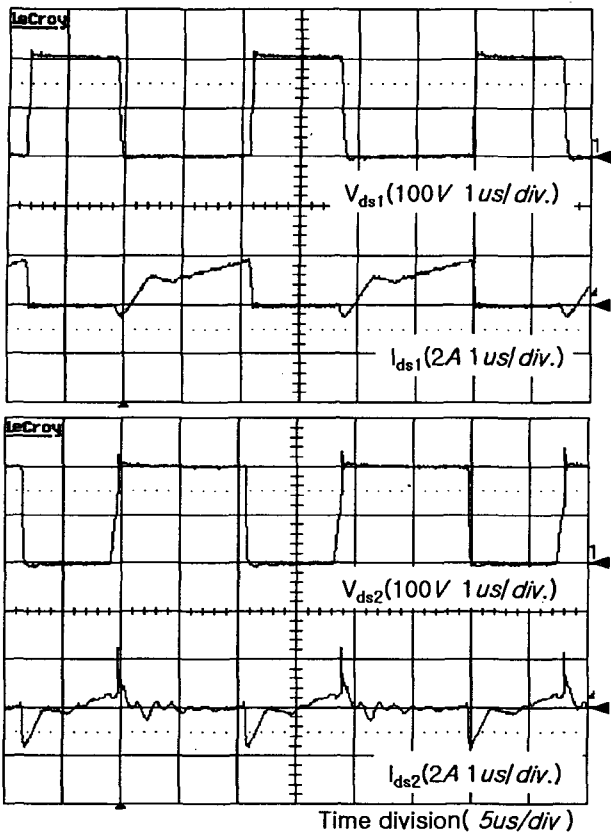
$V_s=85V_{rms}$ 일 때의 스위치 S_1 과 S_2 의 전압과 전류를 〈그림 6〉에 나타내었으며, $V_s=265V_{rms}$ 일 때의 스위치 S_1 과 S_2 의 전압과 전류를 〈그림 7〉에 나타내었다. 두 입력 전압 값에 대해서 영전압 스위칭이 되며, 이론적인 파형과 일치한다. 제안된 회로의 출력 전압 리플율은 0.014%이며, 〈그림 8〉에 나타난 기존의 능동 클램프 파워드 컨버터의 출력 전압 리플율은 0.061%이다. 능동 클램프 파워드 컨버터의 시뮬레이션에 사용된 소자값은 변압기의 권선비가 $N_p : N_s = 40 : 21$ 인 것을 제외하면 모두 같다. 제안된 회로는 기존의 컨버터의 출력 전압 리플율을 75% 저감시키는 효과를 가진다.

3.2 실험 결과

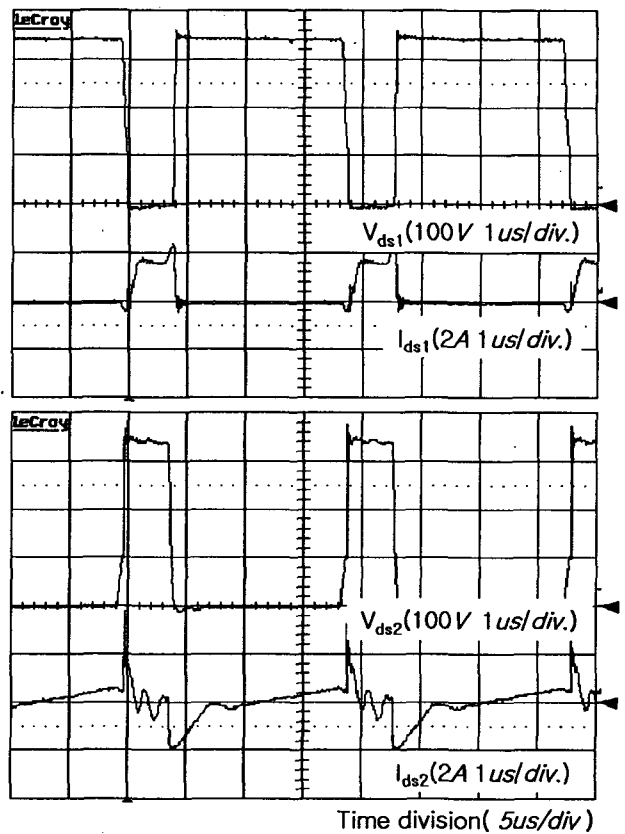
$V_s=85V_{rms}$ 일 때의 스위치 S_1 의 전압과 전류, S_2 의 전압과 전류를 〈그림 9〉에 나타내었으며,



〈그림 8〉 기존의 능동 클램프 파워드 컨버터



<그림 9> $V_s=85V_{rms}$ 일 때의 V_{ds1} , I_{ds1} , V_{ds2} , I_{ds2}

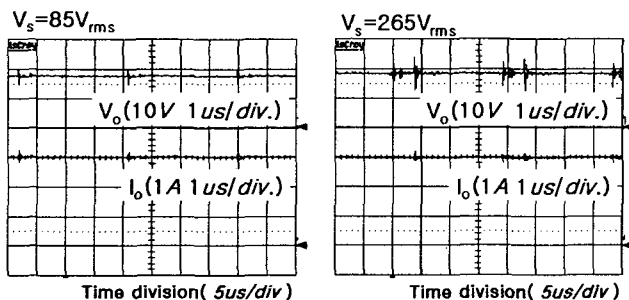


<그림 10> $V_s=265V_{rms}$ 일 때의 V_{ds1} , I_{ds1} , V_{ds2} , I_{ds2}

$V_s=265V_{rms}$ 일 때의 스위치 S_1 의 전압과 전류, S_2 의 전압과 전류를 <그림 10>에 나타내었다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 두 입력 전압 값에 대해서 영전압 스위칭이 되며, 이론적인 파형과 일치한다. <그림 11>에는 두 입력 전압에 대한 출력 전압과 출력 전류가 표시되어 있다.

4. 결 론

고효율 더블 엔디드 능동 클램프 영전압 스위칭 포워드 컨버터가 제안되었으며, 회로의 동작과 영전압 스위칭 특성에 대하여 해석하였다. 유니버설 입력의 적용이 가능하며 250kHz의 스위칭 주파수로 동작하는 회로를 설계하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 컨버터의 우수성을 검증하였다.



<그림 11> 출력 전압 V_o 와 출력 전류 I_o 의 파형

참 고 문 헌

- [1] Fontan, A.; Ollero, S.; de la Cruz, E.; Sebastian, J., "Peak current mode control applied to the forward converter with active clamp," *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Volume:1, 1998* pp. 45~51 vol.1
- [2] Acik, A.; Cadirci, I., "Active clamped ZVS forward converter with soft-switched synchronous rectifier for maximum efficiency operation," *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Volume:2, 1998* pp. 1237~1242 vol.2
- [3] Park, D.H.; Kim, H.J.; Sun, Y.S., "A development of the off-line active clamp ZVS forward converter for telecommunication applications," *Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97, 19th International, 1997* pp. 271~276.