

300W 평면 변압기적용 파워드 컨버터

崔鮮浩*, 朴振永*, 金恩洙†

Forward Converter Using 300W Planar Transformer

S.H Choi, J.Y Park, and E.S Kim

요 약

이 논문에서는 Planar transformer를 적용한 300W급 파워드 컨버터에 대한 설계와 실험결과를 소개한다. 컨버터의 전체적인 크기와 체적은 일반적인 권선형 변압기 대신 Planar transformer를 적용함으로써 감소하였고 크기와 체적의 감소로 파워드 컨버터의 전력밀도가 증가하였다. 또한, Single Switch 파워드 컨버터 와 Active Clamp ZVS 파워드 컨버터를 비교연구 하였다.

ABSTRACT

In this paper, the design and implementation of a high power(300W) forward converter using a planar transformer is presented. The overall size and volume of the converter is decreased by replacing a planar transformer in stead of using a conventional winding transformer. Due to the decreased size and volume, power density of the applied forward converter is increased. Also, in this paper, the 300W ZVS forward converter with active clamp snubber circuit is compared to the 300W hard switching forward converter.

Key Words : planar transformer, the decreased size and volume, the 300W ZVS forward converter with active clamp snubber circuit, 300W hard switching forward converter.

1. 서 론

최근 슬림화 추세에 있는 PDP(Plasma Display Panel), LCD, 컴퓨터 및 노트북에 사용되는 전원장치의 고집적화 및 고 효율화를 통한 소형화 기술수요가 증가하고 있다. 그리고 이를 구현하기 위하여서는 전원장치를 구성하는 컨버터의 동작 스위칭 주파수를 높여서 구동하여야 하기 때문에 주 스위칭소자의 스위칭 손실을 저감하기위한 소프트 스위칭 기술이 필요하다.

또한, 본 연구에 적용된 평면 변압기의 최적 설계를 구현하기 위하여 전자장 해석 프로그램인 FEMM

(Finite Element Method Magnetics)을 이용해 권선 배열에 따른 전자장 특성(전류밀도, 자속밀도, 자기장 세기 등)을 고려 Low Profile의 평면변압기(Planar Transformer)를 설계, 제작하고 이를 적용한 300W급 슬림형 전원 공급장치를 영전압 스위칭 Single Switch Forward 컨버터 와 Active Clamp ZVS Forward 컨버터에 적용한 효율특성 비교와 실험 내용을 발표하고자 한다.

2. Single Switch Forward 컨버터와 Active Clamp ZVS Forward 컨버터

그림 1은 Single Switch Forward 컨버터 회로도로서 스위칭 소자 S_1 이 턴-오프(Turn-off)시 스위칭 소자의 양단에 인가되는 전압은 입력전압과 변압기 1차측에 유도된 전압의 합 전압 ($V_i + \frac{N_1}{N_3} \cdot V_i$)이 인가되고, 변

†교신저자 : 정희원, 전주대 공학부 전기전자공학과 조교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr

*학생회원, 전주대 대학원 전기전자공학과 석사과정
접수일자 : 2003. 12. 26 1차 심사 : 2004. 4. 9
2차 심사 : 2004. 9. 9 심사완료 : 2004. 9. 15

압기에 자화된 여자전류가 리셋코일을 통해서 리셋이 된 후 스위칭 소자에는 입력전압(V_i)만이 인가된다. 이때 스위칭 소자가 턴-온(Turn-on)을 하게 되면 스위칭 소자의 기생 커패시턴스(C_s ; Stary Capacitance)에 따른 피크(Peak) 방전 전류가 스위칭 소자 S_1 에 흐른다. 이러한 피크 방전전류에 턴-온 손실이 발생하고 입력전압이 높을수록, 스위칭 주파수가 높을수록 스위칭 소자의 전류스트레스 및 손실은 증가 한다. 그리고, 턴-오프시에 있어서도 변압기 누설인덕턴스에 따른 서지전압이 발생하고 턴-오프 스위칭 손실이 발생한다. 이러한 스위칭 손실 및 서지전압을 억제하기 위해 그림 1에 나타낸 300W급 Single Switch 방식 Forward 컨버터에 Low Profile의 평면변압기를 적용함으로써 변압기 누설인덕턴스 저감에 의한 서지전압을 억제하고자 하였고 또한, 그림 2에서처럼 턴-온 손실저감 및 서지전압을 클램프하기 위해 Active Clamp 회로를 적용한 300W급 ZVS Forward 컨버터를 실험적용 하였다.

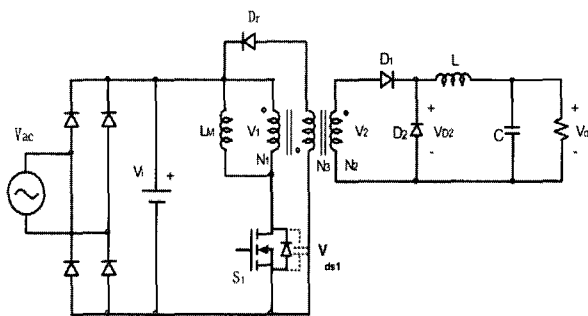


그림 1 싱글 스위치 파워드 컨버터
Fig. 1 Single switch forward converter

그림 2의 Active Clamp 회로를 적용한 ZVS Forward 컨버터는 턴-오프시 변압기의 누설인덕턴스 및 자화 인덕턴스에 축적된 에너지가 보조 스위칭 소자 S_2 의 바디(body) 다이오드를 통해 Active Clamp Snubber 커패시터(C_s)로 흐르면서 서지전압을 억제(Clamp)해 준다. 이때 Active Clamp Snubber 커패시터(C_s)의 값은 커서 커패시터의 전압은 일정한 값을 갖는다. 또한, 주스위칭소자가 턴-오프 동안 보조 스위칭 소자 S_2 의 바디다이오드를 통해 흐르는 동안 보조 스위칭 소자 S_2 는 영전압(ZVS)에서 턴-온이 되어 Active Clamp Snubber 커패시터 C_s 에 변압기 누설인덕턴스 및 자화 인덕턴스에 축적된 에너지를 충전시켰다가 다시 변압기로 방전하면서 변압기의 자화를 리셋

시킨다. 주스위칭소자 S_1 이 턴-온에 앞서 보조스위칭 S_2 를 턴-오프 하면 변압기를 통해 방전하던 전류는 주스위칭소자의 기생커패시터 전압(V_{ds1})을 변압기를 통해 입력전원(V_i)으로 방전시키면서 주스위칭소자 S_1 의 기생커패시터의 전압을 영(Zero)으로 만든 후 주스위칭소자를 턴-온 시키면 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching)을 하게 되어 하드 스위칭에서 발생했던 턴-온 손실을 저감시킬 수 있다. Active Clamp 회로를 적용한 DC/DC 컨버터를 사용함으로써 리셋전선을 적용하지 않음으로 고집적 평면변압기 적용에 유리한 면도 있지만, 안정된 영전압 스위칭을 얻기 위해 변압기의 자화 인덕턴스를 Single Switch Forward 컨버터에 비해 상대적으로 낮은 값을 적용해야 함으로 실제 사용에 있어서는 변압기의 Flux Swing이 커서 코아의 히스테리손실 및 Eddy Current 손실이 증가하는 문제가 있지만 전체적인 효율특성 및 주스위칭소자 S_1 의 전압스트레스 저감측면에서 많은 이점이 있다.

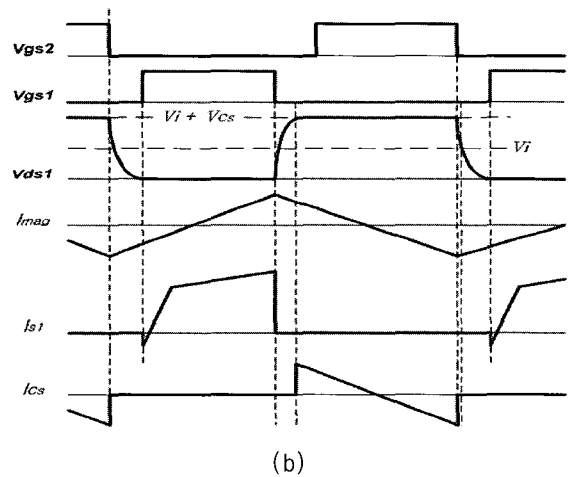
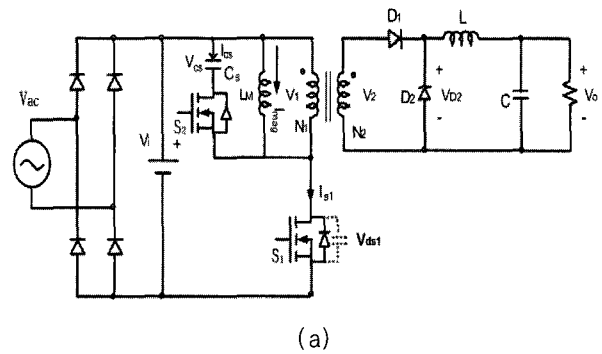


그림 2 액티브 클램프 ZVS 파워드 컨버터
(a) 주회로도 (b) 동작파형
Fig. 2 Active clamp ZVS forward converter
(a) Main circuit (b) Operating waveforms

3. 평면변압기 및 인덕터 설계

3.1 FEMM(Finite Element Method Magnetics)을 이용한 평면 변압기의 전자장 해석

평면 변압기의 설계에 앞서 고주파 스위칭 변압기에 크게 문제가 되는 기생 손실을 최소화하기 위하여 FEMM을 이용하여 Planar 코어 EI43, N_p (1차측 턴수):13턴, N_s (2차측 턴수):2턴, 리셋 코일:13턴, 1차는 직경이 0.6mm코일과 2차측은 두께 300 μ m, 폭9.42mm인 동판 Layer등을 실제 적용된 변압기와 똑같은 조건하에서 시뮬레이션을 하였고 이를 근거로 설계에 적용하였다. 먼저 고주파 스위칭 변압기에 대하여 검토해보면 고주파 변압기에 전력손실은 크게 철손(Core Loss)과 동손(Copper Loss)으로 나눌 수 있으며 특히, 100kHz이상의 고주파에서는 표피효과(Skin Effect)나 근접효과(Proximity Effect) 등의 손실이 지배적이다. 이런 표피효과나 근접효과들은 기생적인 AC 저항과 누설인덕턴스를 가지므로 고밀도 스위칭 전원 컨버터 성능 향상을 위해서 이러한 기생성분들을 줄여야만 한다. 이를 위한 방법으로 고주파변압기에 적용되는 코어의 재질이나 형상의 변경 또는 적절한 권선 배열을 예로 들 수 있는데 그중 코어 형상 변경방법은 비용측면에서 많은 제한을 받는다. 따라서 변압기의 코어 형상 변경보다는 1차 및 2차 권선의 적절한 배열에 따른 기생손실의 감소에 대한 검토를 본 단락에서 다룬다. 이런 검토는 시뮬레이션을 통하여 쉽게 알 수 있는데 이를 뒷받침 하기위하여 2차원적 모델링 해석 소프트웨어인 FEMM을 이용하여 Single Switch Forward 컨버터 및 Active Clamp Forward 컨버터 제작에 사용된 평면 변압기를 권선 배열 구조에 따라서 각각 전자장 해석을 하였다. FEMM을 적용한 그림 3-1과 3-2는 평면 변압기 권선 배열 구조에 따른 1차측 권선과 2차측 Layer에서의 자기장의 세기와 표피효과(Skin Effect)나 근접효과(Proximity Effect) 등의 영향에 의한 전류밀도 분포를 보여준다. 그리고 그림 4에서는 변압기 권선에서의 FEMM을 통해 저항손실($W=i_{rms}^2 \cdot R_{(AC+DC)}$)의 관계에 의해 각각의 권선 구조에서의 주파수 변화(0Hz~500kHz)에 따른 저항 $R_{(AC+DC)}$ 변화를 나타냈다.

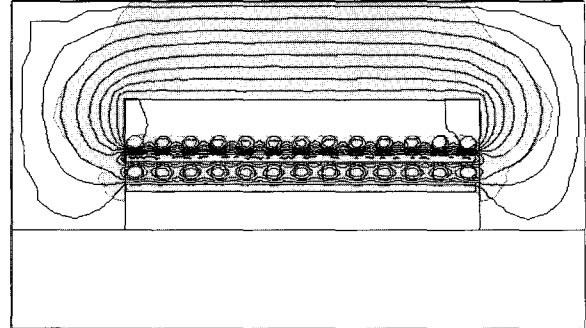
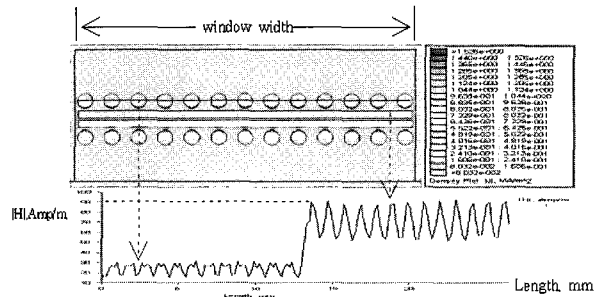
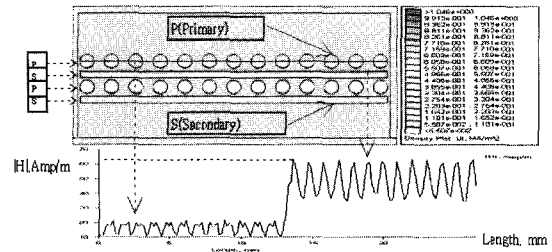


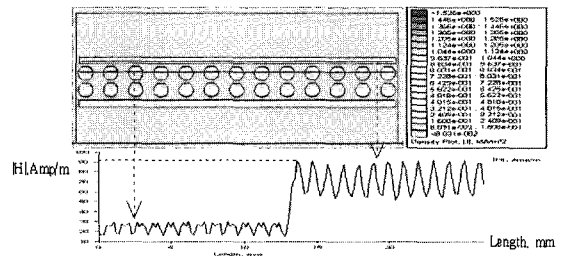
그림 3-1 누설 자속분포
Fig. 3-1 Leakage flux distribution



(a) P-S-S-P구조의 전류밀도 분포와 자기장의 세기



(b) P-S-P-S구조의 전류밀도 분포와 자기장의 세기



(c) S-P-P-S구조의 전류밀도 분포와 자기장의 세기

그림 3-2 권선 구조에 대한 자기장의 세기와 전류밀도 분포
Fig. 3-2 Magnetic field intensity and current density distribution for windings construction.
(a)P-S-S-P, (b)P-S-P-S and (c)S-P-P-S construction.

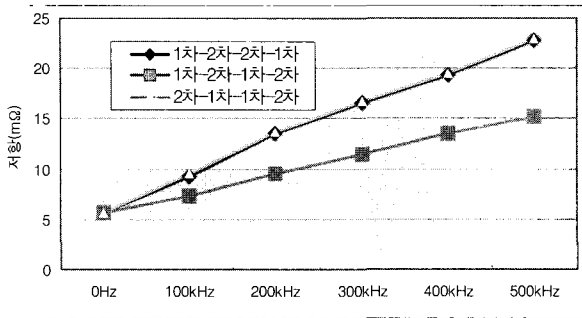


그림 4 1차측 권선에서의 저항R(AC+DC) vs 주파수
Fig. 4 R(AC+DC) vs Frequency in primary windings

위에서 보여주는 것처럼 FEMM을 이용하여 쉽게 권선 배열 구조를 통한 전자장 해석을 함으로써 본 논문에서 적용된 평면 변압기에서의 높은 주파수(300kHz)에 따른 누설인덕턴스와 저항 $R_{(AC+DC)}$ 관계를 검토하였다. 그 결과 자기장의 세기와 전류밀도 분포를 통하여 그림 3-2(b)의 P-S-P-S (Interleaving) 구조가 1차측 권선이나 2차측 Layer에서 가장 고르게 전류밀도가 분포함을 볼 수 있었다. 그리고 그림 3-1로부터 흐르는 전류에 의해 유기되는 누설자속 $\Phi_l = B_l A_l$, 누설 쇄교자속 $\lambda_l = \Phi_l N$, $L_l = \frac{\lambda_l}{I}$ 에 의해 일관적인 인덕턴스 수식 $L_l = \frac{N\Phi_l}{I} = \frac{NB_l A_l}{I} = \frac{\mu N H A_l}{I}$ 를 얻을 수 있다. 여기서 A_l 는 누설 자속이 통과하는 단면적, N 은 턴 수, B_l 는 누설 자속밀도, λ_l 는 누설 쇄교자속, Φ_l 는 누설자속을 나타낸다. 위의 수식에 의하여 누설인덕턴스가 자기장의 세기(H)의 비례함을 알 수 있으므로 상대적으로 변압기 창 면적(안에서 가장 낮은 자기장 세기(1차권선=20Amp/m, 2차 Layer=63Amp/m)를 가지는 그림 3-2(b)구조가 누설인덕턴스 값이 가장 낮게 나타남을 알 수 있었다. 다음으로 FEMM을 이용하여 주파수 변화(0Hz~500kHz)에 따른 세 권선 구조에서 각각의 저항 $R_{(AC+DC)}$ 값을 알 수 있었다. 그로 인하여 변압기 권선 배열을 그림 3-2(b)의 구조가 본 논문에서 적용한 300kHz 주파수에서 가장 낮은 저항 $R_{(AC+DC)}$ 값(11.2mΩ)을 가짐을 알 수 있었다. 따라서 위에서 설명한 변압기 권선 배열 구조의 해석을 통한 가장 낮은 AC저항과 가장 낮은 누설인덕턴스라는 최적의 조건을 바탕으로 300W급 Single Switch Forward 컨버터 및 Active Clamp Forward 컨버터의 평면 변압기 설계에 그림 3(b)구조를 적용하였다.

3.2 평면변압기 턴 수 및 코어 선정

코일의 권선 수는 자속(Φ)이 $\Phi \sin \omega t$ 로 변할 때 유기되는 기전력을 통해 산출되며, 자속이 전압과 시간에 대한 전류의 변화이므로 식 (1)와 (2)을 적용하여 1, 2차 권선수를 산출하였다.

$$N_1 = \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot B_{peak} \cdot A_e} \tag{1}$$

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot V_o}{V_i \cdot D} \tag{2}$$

여기서 V_i 는 입력전압, V_o 는 출력전압, D 는 듀티 사이클 그리고 A_e 는 코어의 실효 단면적이다. 산출된 값에 의해 1차 권선과 리셋코일 그리고 2차 권선수를 각각 13회, 13회, 2회로 적용하였다. 또한 1차 코일의 자기 인덕턴스(L_m)는 식 (3)에 의해서 계산하였다. 식 (3)에서 A_e 의 단위는 [m^2]이고 l_g , l_e 의 단위는 [m]이다.

$$L_m = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot A_e}{l_g + \frac{l_e}{\mu_e}} \tag{3}$$

표 1 평면 변압기 설계 사양
Table 1 Design of planar transformer

항목	사양	항목	사양
core	Planar EI43	μ_e	≈ 1560
Ae	229 mm ²	μ_o	$4\pi \cdot 10^{-7}$
l_e	50.4 mm	N	13
Single Switch H/S Forward DC/DC Converter		Active Clamp ZVS Forward DC/DC Converter	
l_g	≈ 0 mm	l_g	≈ 0.45 mm
L_m	1.40 mH	L_m	100 uH
측정된 L_m	1.24 mH	측정된 L_m	114 uH
leakage inductance	1.78 uH	leakage inductance	3.98 uH

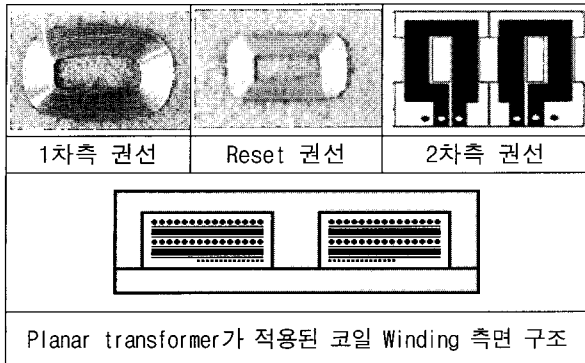


그림 5 평면 변압기에 적용된 권선 및 구조
Fig. 5 Coil winding and structure of planar transformer

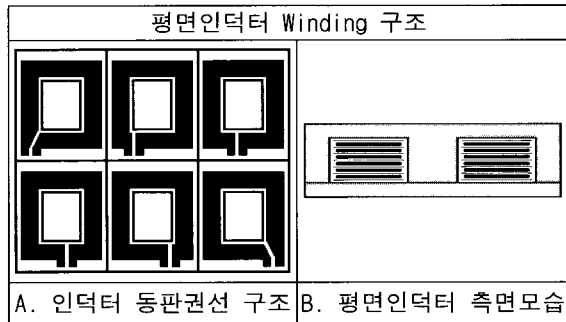


그림 6 평면 인덕터에 적용된 권선 및 구조
Fig. 6 Coil winding and structure of planar inductor

3.3 권선두께

평면 코일에 고주파 전압, 전류가 인가되면 권선의 온도가 상승하게 되므로 평면 구리 박판의 두께는 전류-상승온도를 고려하였다. 1차는 직경이 0.6mm코일을 2겹으로 사용했으며 2차측은 표피효과로 인한 Skin Depth를 고려하여 식 (4)의 표피효과에 의해 전류가 침투할 수 있는 표면으로부터의 깊이 D_{skin} 에 의해 $2 * D_{skin} = 257.5 \mu m$ 이하가 될 수 있도록, 그러나 대 전류에 의한 온도상승이 지배적이기 때문에 표피효과에 의한 손실을 감수하여 두께 300 μm , 폭9.42mm를 사용하였다.

$$D_{skin} = \frac{2230}{\sqrt{f [kHz]}} [\mu m] \quad (4)$$

여기서 D_{skin} 는 권선의 침투깊이 이고 그림 5는 평면 변압기에 실제로 적용된 권선의 사진 및 구조이다. 출력 인덕터에도 그림 6에서 보는바와 같이 평면 인덕터를 적용하기 위해 일반 코일이 아닌 동판(두께 300 μm ,

폭 9.4mm)을 6회 적용하였다.

4. 실험결과

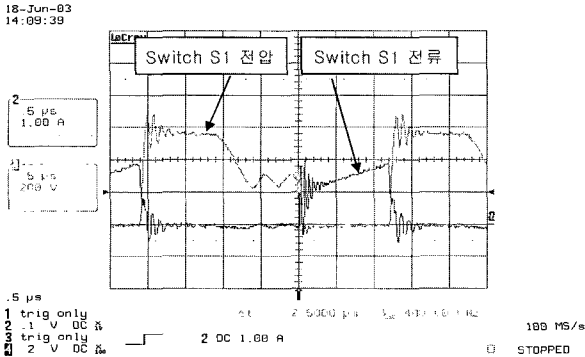
평면변압기적용 300W급 Single Switch Forward 컨버터 및 Active Clamp Forward 컨버터를 제작하여 실험하였고, 제작한 전원장치 시제품 사양은 표 2와 같다.

표 2 컨버터 동작조건 및 사용된 소자
Table 2 Operating conditions and devices

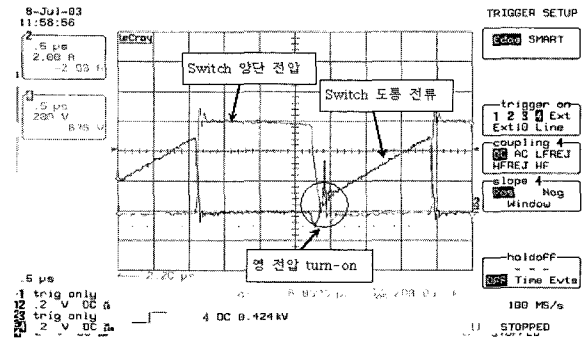
항 목	사 양
주회로	Single Switch Forward DC/DC Active Clamp Forward DC/DC
입력전압	220VAC $\pm 10\%$
출력전압	DC 15V
출력전류	DC 20A
스위칭 주파수 (fs)	300 kHz
스위칭 소자	Power Mosfet 1000V,10A (IXFR12N100F)
출력정류다이오드 D_1, D_2	Schottky Diode 100V, 60A(63CPQ100)
Reset 다이오드 D_r	Ultra Fast Diode 1000V, 1A (UF4007)

그림 7은 표 2의 사양에 의해 제작된 실험파형으로 그림 7(a)은 50%부하에서(180W) 스위칭 소자 S_1 의 양단 전압과 소자에 흐르는 전류 파형을 나타낸 것이고, 그림 7(b)은 스위칭 소자의 턴-온, 턴-오프시의 파형을 상세히 보기 위하여 확대한 파형이다. 그림 7의 (a)와 (b)의 사진을 좀 더 살펴보면 턴-온시 기존의 변압기를 사용한 것 보다 서지 전압 및 발진이 적게 일어나는 것을 볼 수 있는데 이는 평면변압기(Planar Transformer)를 사용함으로써 1.8uH의 적은 누설(Leakage) 인덕턴스에 의해서 나타나는 현상으로 볼 수 있다.(기존변압기의 누설인덕턴스는 10uH이상) 또한 실험파형에서 보는 바와 같이 적용 스위칭 소자(Power Mosfet 1000V, 10A [IXFR12N100F])의 아주 적은 기생 출력 커패시턴스 및 스위칭 소자의 빠른 상승 및 하강시간(30ns 이하) 특성에 따라 턴-온 및 턴-오프시 스위칭 손실이 보다 크지 않음을 볼 수 있다.

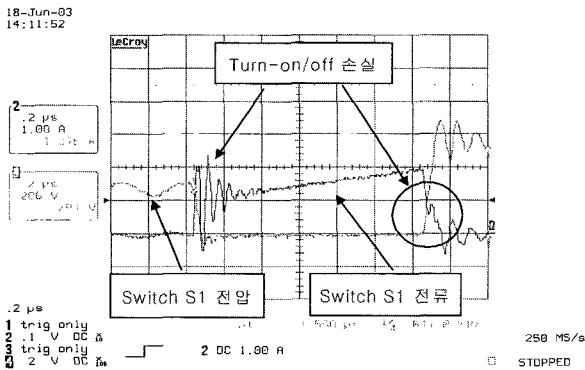
그림 8은 Active Clamp Forward 회로도의 실험과



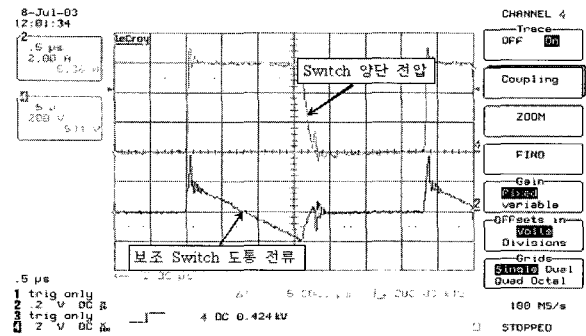
(a) 스위칭 소자 S1의 전압 및 전류파형
 (a) Voltage and current waveforms of switch S1



(a) 주스위칭소자 S1의 양단전압 및 전류파형
 (a) Voltage and current waveforms of main switch S1



(b) 그림(a)의 확대파형
 (b) Detailed waveforms of Fig. 7 (a)



(b) 주스위칭소자 S1의 양단전압 및 보조스위치S2의 전류파형
 (b) Voltage waveform of main switch S1 and current waveform of auxiliary switch S2

그림 7 싱글 스위치 포워드 컨버터의 실험파형(180W)
 Fig. 7 Experimental waveforms for single switch forward converter(at 180W)

그림 8 액티브 클램프 ZVS 포워드 컨버터 실험파형(180W)
 Fig. 8 Experimental waveforms for active clamp forward converter(at 180W)

형으로 그림 8(a)은 주스위칭소자 S₁의 전압 및 전류 파형으로 그림에서 보는 바와 같이 영전압 턴-온이 구현되고 있다. 그림 8(b)는 주스위칭소자 S₁의 전압파형 및 보조 스위칭 소자 S₂에 흐르는 전류파형으로 턴-오프시 Active Clamp Snubber 커패시터(C_s)의 전압에 의해 주스위칭소자 S₁의 전압이 일정하게 제한되고 있으며 Planar Transformer의 자화인덕턴스의 여자전류도 보조 스위칭소자 S₂를 통하여 C_s에 충전되면서 리셋 되는 것을 확인 할 수 있다. 그림 9은 Single Switch Forward 컨버터와 Active Clamp ZVS Forward 컨버터의 효율을 측정하여 비교한 그래프로 Active Clamp ZVS Forward 컨버터의 경 부하에서 효율은 Single Switch Forward 컨버터에 비해 오히려 낮은 효율을 볼 수 있는데 이는 Active Clamp

Snubber 회로를 구성하는 보조스위치(S₂)의 도통손실에 의한 손실에 따라 효율이 저감되었지만 중 부하를 넘어서면서 Active Clamp ZVS Forward 컨버터의 효율이 높아지는데 이는 보조스위치(S₂)의 도통손실보다 Single Switch Forward 컨버터의 하드 스위칭의 손실이 더 크게 작용함을 보여주고 있다. 본 실험에서는 Single Switch Forward 방식과 Active Clamp ZVS Forward 방식을 비교하기 위하여 동등한 스위칭 소자 1000V, 10A인 IXFR12N100F를 사용하였으나 실제 Active Clamp Forward 컨버터의 스위칭 소자의 전압 스트레스는 그림 9에서 보여주는 바와 같이 일정전압으로 제한되기 때문에 보다 낮은 정격을 갖는 스위칭 소자를 사용함으로써 낮은 도통저항(R_{ds})으로 인하여 보다 높은 효율특성을 가질 것으로 생각된다.

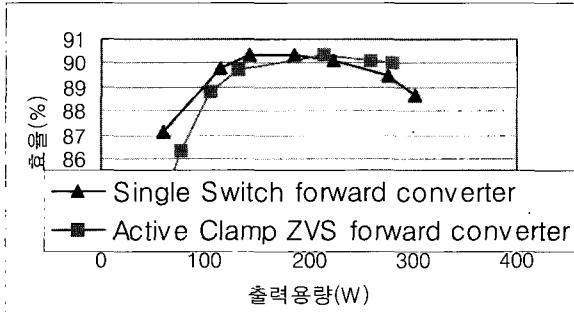


그림 9 싱글 스위치 포워드 컨버터와 액티브 클램프 ZVS 포워드 컨버터의 효율특성
 Fig. 9 Efficiency characteristics of the single switch forward converter and the active clamp ZVS forward converter

그림 10은 본 실험을 위해 제작된 300W급 Single Switch 방식 및 Active Clamp Forward 컨버터의 실험 시작품 사진으로 일반 변압기 대신에 평면변압기(Planar Transformer) 및 평면인덕터(Planar Inductor)를 적용함으로써 컨버터의 전체적인 높이를 줄일 수 있고 이로 인해서 집적화를 가능하게 함을 보여주고 있다.

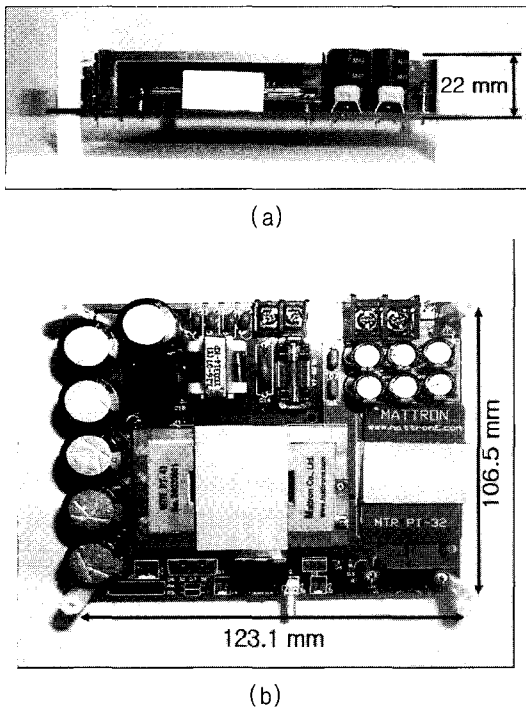


그림 10 평면변압기를 사용한 300W급 싱글 스위치 포워드 컨버터 사진 (a) 측면모습 (b) 윗면모습
 Fig. 10 Photography of the 300W Single Switch forward converter using planar transformer (a) Side view (b) Top view

5. 결 론

스위칭 전원장치에 컨버터의 전체적인 측면 높이를 슬림화 및 소형화로 제한하기 위하여 300kHz의 높은 스위칭 동작 주파수를 적용하였고, 고주파로 인해 발생하는 평면 변압기의 기생손실(누설 인덕턴스, AC정향 등)을 최소화하기 위하여 전자장 해석 프로그램(FEMM)으로 시뮬레이션하여 이를 토대로 최적의 권선 배치를 하였다. 또한, Single Switch Forward 컨버터와 Active-Clamp ZVS Forward 컨버터의 효율특성을 살펴본 결과 경부하에서는 Single Switch Forward 컨버터의 하드스위칭 손실보다 Active-Clamp ZVS Forward 컨버터의 도통손실이 크게 작용함을 볼 수 있고 200W이상의 중부하에선 Single Switch Forward 컨버터의 하드스위칭 손실증가로 인하여 Active-Clamp ZVS Forward 컨버터가 더 높은 효율 특성을 가짐을 알 수 있었다.

이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2002-002-D00081)

참 고 문 헌

- [1] G.C. Hua, W.A. Tabise, C.S. Leu, N. Dai, R. Watson, F.C. Lee: "Development of a DC Distributed Power System", Applied Power Electronics Conference '94, pp.763~769.
- [2] Qiong Li, Fred C. Lee: "Design Consideration of the Active-Clamp Forward Converter with Current Mode Control during Large-Signal Transient", Applied Power Electronics Conference '2000, pp.966~972.
- [3] D. Linde, and C.A.M. Boon, "Design of a high-frequency planar power in multilayer technology", Proc. EPE, pp.1501~1506, 1989.
- [4] N. Dai, A.W. Lofti, G. Skutt, W. Tabisz and F. C. Lee, "A comparison study of high-frequency, low-profile planar transformer technologies", Proc. of IEEE App. Power Elec. Conf., 1994.
- [5] Stcef A. Mulder, "On the Design of Low Profile High Frequency Transformer," HFPC, Vol.5, pp. 141~159, May 1990.
- [6] B. Andreyca, "Active clamp and reset technique enhances forward converter performance," Unitrode Power Supply Design Seminar, SEM-1000, pp. 3-1-3-18, 1994.

- [7] 김현식, 허정섭, 김종령, 민복기, "초소형 고효율 평면변압기의 기술동향", *전력전자학회지*, Vol. 6, No. 5, p. 22, 2001.

저 자 소 개



최선호(崔鮮浩)

1977년 8월 6일생. 2003년 전주대 전기전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정.



박진영(朴振永)

1977년 9월 26일생. 2003년 전주대 전기전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과(공박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원 (T/L). 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 조교수.