

## Planar 변압기와 무손실 스너버를 사용한 포워드 컨버터

朴庚洙, 李在鶴, 金春杉\*, 金倫鎬

중앙대학교 전기공학과 전력전자 연구실, \*삼척대학교

### Forward Converter using Planar transformer and Lossless Snubber

Kyuong-Soo Park, Jae-Hak Lee, Choon-Sam Kim\*, Yoon-Ho Kim,

Dept. of Electrical Engineering in Chung-Ang Univ., \*Samchok National Univ.

#### Abstract

In this paper, a design technique of SMPS using planar transformer is described. The application of planar transformer can solve the space problem which occurs when it is installed on PCB since planar transformer has low profile.

In addition a lossless snubber circuit is added to reduce the device stress and to improve the system efficiency.

The designed system is verified by simulation and experiment with comparison of efficiency between the system using conventional transformer and the system using planar transformer.

#### 1. 서론<sup>[1][2]</sup>

SMPS(Switch-Mode Power Supply:SMPS)는 컴퓨터, 전자계산기, 전자교환기, 음향영상기기, FA 용 산업기기 등의 안정한 전원으로 폭넓게 이용되고 있을 뿐 아니라 역률개선 회로, 전동기 구동회로, 전자식 안정기 회로 등 산업분야에서 필요 전압의 다양화와 장비의 소형화가 요구되면서 스위칭 방식이 실현되게 되었고, 다양하고 폭넓은 응용분야를 가지고 있음으로 해서 우리의 전기 및 전자 산업에 있어서 근간이 되는 중요한 기술이라고 할 수 있다.

본 논문에서는 기존의 포워드 컨버터(Forward Converter)타입을 적용한 power supply에 planar 변압기(planar transformer)를 적용하여, Switching Noise에 의한 전자파장해(EMI)와 무손실 스너버 회로를 적용하여 스위칭손실 등의 문제를 개선하였다.

고효율 SMPS를 설계하는 경우 일반적으로 마그네트 와이어 권선을 가진 큰 ferrite core를 사용하

는 데 따른 변압기의 크기로 인해 어려움을 겪는 경우가 있다. 특히 고효율 변압기를 만들 때 가장 문제가 되는 것이 변압기의 크기 문제이다.<sup>[3][4]</sup>

다행히 planar magnetic 변압기는 SMPS 설계자가 프린트 기판에 쉽게 장착할 수 있는 높이가 낮은(low profile) 구조를 실현할 수 있게 해주었다.

이 planar 변압기를 사용한 SMPS는 기존의 copper-wire 권선 변압기에 비해 크기도 작아지고, 높은 전력밀도를 얻을 수 있으며, 높은 신뢰도를 장기간 유지할 수 있다.

Planar SMPS 변압기는 1MHz와 같은 높은 스위칭 주파수에서 모든 종류의 power supply 토폴러지에 사용되게 설계된다. 그리고 독특한 magnet-wire-free 구조는 오랜 동작 시간동안 높은 신뢰성과 일정동작을 보장한다.<sup>[3]</sup> 이 변압기는 넓은 범위의 입력전압을 수용할 수 있고, SMPS 설계의 넓은 범위에서 유용하게 사용될 수 있다.

#### 2. 컨버터의 구성 및 동작해석<sup>[4][5][6]</sup>

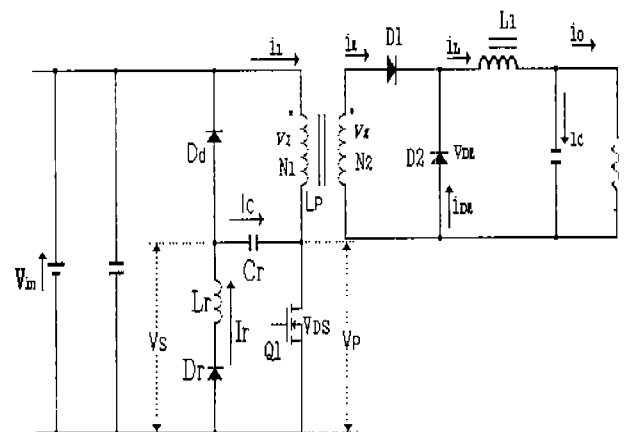


그림 1. 제안한 포워드 컨버터 시스템

본 논문에서 제안한 시스템은 일반적인 포워드 컨버터에 planar 변압기와 무손실 스너버 회로를 적용하여 구성한 회로이다.

planar 변압기의 특성과 설계법은 3장에서 상세히 언급할 것이며, 여기서는 스너버 회로를 중심으로 회로동작을 살펴보면 컨버터에 부가된 스너버 회로에서  $L_p$ 는 변압기의 자화 인덕턴스이다. 스너버 캐패시터  $C_r$ 는 입력 DC전압까지 충전되었다고 가정하고, 그림 2에서 볼 수 있듯이 스위치가 t1에서 turn on 되면 전압  $V_p$ 는 거의 0까지 떨어지고, 따라서 전압  $V_s$ 는 입력 DC전압이 될 것이다. 다이오드  $D_r$ 는 도통될 것이고, 인덕터  $L_r$ 상의 전압은 반정현파 형태의 전류  $I_r$ 을 흐르게 한다.

또한,  $L_r$ 을 통해 흐르는 전류는 t3에서 전압  $V_s$ 가 +입력 DC전압이 될 때 -입력 DC전압에서 +입력 DC전압까지 충전되는  $C_r$ 를 통해 흐른다. 이 포인트에서 다이오드  $D_r$ 을 통해 흐르는 전류는 0이고, 따라서  $D_r$ 은 입력 DC전압 값과  $L_r$  양단의 전압이 0이 됨에 따라 역바이어스 된다.

Turn-on 구간인 t1~t2에서 변압기의 1차측에 투영된 부하전류는 0에서 피크 값으로 상승한다. 이 기간 동안 스위치 상의 전압이 거의 0이기 때문에 turn-on 스위칭 손실이 매우 작게 된다. 스위치에서의 실제 전체 피크전류는 (부하전류)+(스너버 전류  $I_r$ )이다. turn-off 시간인 t4에서 스위치 전압은  $V_s$  전압처럼 상승하기 시작한다. 이 포인트에서 다이오드는 도통하기 시작해서 클램핑 작용을 한다. 이 포인트에서  $C_r$ 는 MOS-FET의 드레인에 접속되고, t4와 t5기간 사이의  $V_p$  파형에서 볼 수 있듯이  $dV/dT$  제한용으로 쓰인다.

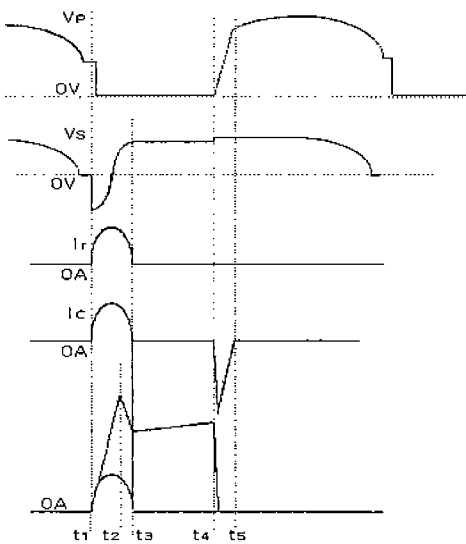


그림 2. 제안한 스너버를 부착한 포워드 컨버터의

### 기본 파형

확실하게, MOSFET의 전류가 신속히 0으로 떨어지기 때문에, turn-off 손실은 매우 작다. 스너버 캐패시터  $C_r$ 에 저장된 에너지는 스너빙 기간 t4~t5 동안 입력 DC전압 supply로 리턴되어 거의 무손실을 실현한다. t5에서 입력 DC전압보다  $V_p$ 가 작도록  $C_r$ 를 선택하는 것이 중요하다. 변압기의 누설 인덕턴스에서 캐패시터로 에너지를 전달하기 때문에, 식은  $I^2 L_k = V_p^2 C_r$ 가 적용된다. 여기서  $I = I_{load}/n$ ,  $N=3$ ,  $L_k=3.0 \mu H$ ,  $V_p=500V$  일 때  $C_r$ 은 2.25nF이다.  $I$  값은  $(32/3+3)=13.7A$  이고, 여기서 3A는 다이오드의 recovery 전류를 나타낸다. 일단, 일차회로에 반영된 부하전류가 0으로 떨어지면, 그때 1차에는 자화전류만이 흐른다. 다음에  $C_r+C_{mout}$ (여기서  $C_{mout}$ 는 MOSFET의 출력 캐패시턴스)과 자화 인덕턴스 사이에 공진이 일어나서, 결과적으로 t5와 t6사이에는 반정현파형이 만들어진다. 몇 가지 과도조건하에서 만약 전류  $I$ 가 피크 동작 값보다 크고, 자화전류가 정상치보다 더 상승한다면,  $V_p$ 가 2×입력 DC전압까지 상승할 가능성이 있다. 이 포인트에서, 클램프 회로를 이용해  $V_p$ 가 일정 값 이상 상승하는 것을 방지하여 MOSFET 스위치를 보호한다.

## 3. Planar 변압기<sup>[7][8]</sup>

### 3.1 Planar 변압기의 구조와 특징

Power supply는 크기가 큰 페라이트 코어로 이루어진 변압기 때문에 크기를 작게하는 데 제약받게 된다. 플레너 변압기는 기존의 Power Supply가 갖는 이러한 제약을 해결할 수 있게 해주고, pc-board에 설치할 수 있는 낮은 구조의 변압기를 설계자가 만들 수 있게 해준다. Planar 변압기의 크기를 작게 할 수 있는 이유는 크기가 큰 ferrite core에 감겨 있는 마그네트 와이어를 사용하는 대신 flat copper leadframes과 flat copper spiral을 사용하는 데 있다.

planar 변압기는 wound copper 사용에 비해 정밀한 copper leadframes을 조합시키거나 한 개 혹은 그 이상의 절연 재료의 얇은 sheet에 식각한 flat copper spirals들을 조합한 것이다.

변압기의 자기회로를 만들기 위해 Spirals이나 leadframe을 고주파 ferrite core인 flat위에 쌓아 올려진다. Core 재료는 core 손실을 최소화하기 위해 저 이득diameter epoxy와 결합된다. Spirals이나 leadframe의 스택안에 있는 고온의 절연체는 권선 사이의 높은 절연을 보장해준다. planar units는 적은 누설 인덕턴스, 우수한 열적 특성, 최소의 표피 효과, 고전력밀도, 낮은 기생 리액턴스, 경량, 높이가 낮은(low profile)등의 여러 가지 장점을 가지고

있다.

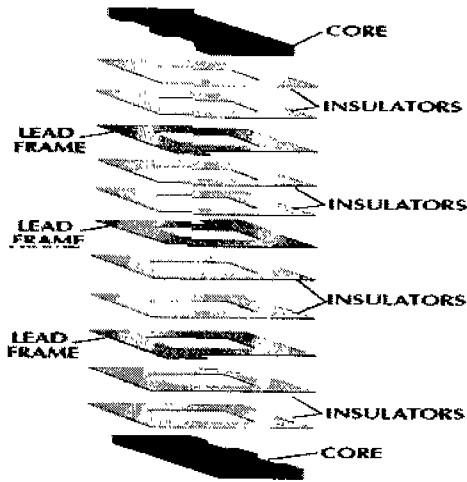


그림 3. Planar 변압기의 구조

Planar 변압기는 400KHz의 스위칭 주파수에서 97%효율을 나타내는 효율적인 동작을 할 수 있게 한다. Planar 변압기에 사용된 flat PCB type 권선은 주어진 도체 무게에 대해 최대 전류밀도와 효율을 얻을 수 있게 최적화 된다. 또한 기생적인 요소의 영향이 감소되어, planar 변압기 출력전압에서의 고주파 ringing이 최소화 된다.

### 3.2 Planar 변압기의 설계

#### 3.2.1 변압기 디자인 (T1)

최적의 전력용 변압기를 구성하기 위해 다음과 같이 고려하였다. 최소 입력전압은 36Vdc를 사용하여 5Vdc의 2차 전압을 확보하기 위해 1,2차의 턴수의 비는 대략 4.5 : 1로 하며 이때 35% 이상의 Duty cycle에서 Forward 컨버터가 동작되게 하였다. 변압기 손실을 최소로 줄이기 위해 4.5:1 비율의 턴수비가 고려 되었으며 1차 턴수는 철손과 동손을 최소화 하도록 턴수를 선택하여야 한다. 또한, 스위칭 주파수가 400KHz 일 때, 반도체 손실과 Magnetic 손실 합이 최소가 된다.

#### 3.2.2 Planar 인덕턴스 설계(L1)

출력에 있는 인덕터의 피크-피크 리플 전류는 입력전압 48V 일 때 전부하 출력 전류의 10%가 되도록 설계하면 다음과 같다.

$$L_1 = \frac{V_{sec} \cdot t_{on}}{\Delta I} = \frac{10.67 \times 3.5 \mu s}{3} = 12.44 \mu H \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned} V_{sec} &= \text{Peak 2차 전압} = N_s/N_p \times V_{in} \\ &= (2/9) \times 48V = 10.67V \\ t_{on} &= \text{1차 MOSFET on time} = 3.5 \times 10^{-6} \text{ sec} \\ \Delta I &= \text{인덕터 리플 전류} \end{aligned}$$

따라서 이상적인 인덕턴스  $L_1$  값은  $12.44 \mu H$ 가 되며, 턴당 인덕턴스 값  $A_L$ 은

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{12.44 \cdot 10^{-6}}{36} = 345 nH \quad (2)$$

기존의 철심인 E18/4-3F3-A315-P를 사용하면 33A의 피크전류에서 최대 자속밀도는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} B_{max} &= \frac{N \cdot I_p \cdot A_L}{A_e} = \frac{6 \times 33 \times 345 \times 10^{-9}}{39.5 \times 10^{-6}} \\ &= 1729 mT \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $I_p$  = 피크 인덕터 전류  
 $B_{max}$  = 최대 자속밀도  
 $N$  = 턴 수  
 $A_L$  = 턴 당 인덕턴스  
 $A_e$  = 코아의 단면적

여기서 1729mT의 최대자속 밀도는 3F3 물질에 대해서 과도한 값이다. 같은 core을 사용해서 최대 자속 밀도를 줄이기 위해서는 공극을 크게 할 필요가 있다.

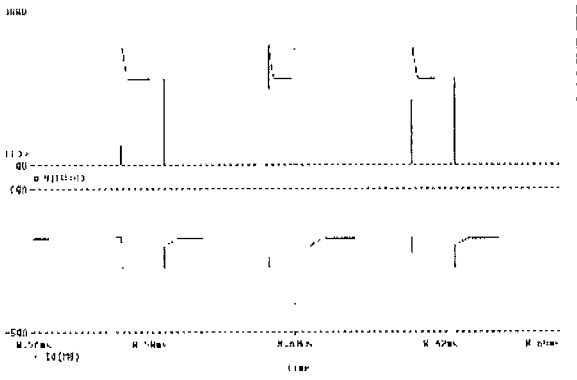
결과적으로 최대자속 밀도는 1534mT로 한다. 따라서, 이것을 이용하여  $N=6$  turns 그리고  $I_p=33A$ 로 필요한  $A_L$ 을 구하면 다음과 같다.

$$A_L = \frac{B \cdot A_e}{N \cdot I_p} = \frac{1.534 \times 39.5 \times 10^{-6}}{6 \times 33} = 306 nH \quad (4)$$

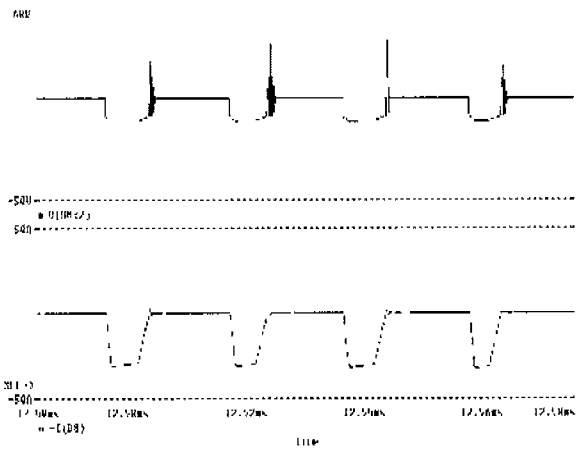
$$L = A_L \times N^2 = 306 \times 10^{-9} \times 36 = 11 \mu H \quad (5)$$

## 4. 시뮬레이션 결과

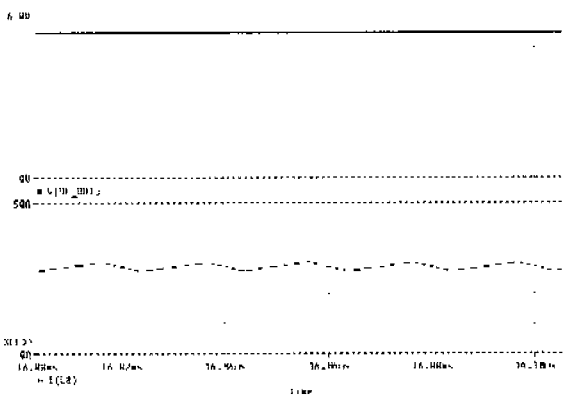
그림 4은 Full 부하에서 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스(Source)전류  $I_s$ 와 freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단 전압 파형  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류파형  $I_{D2}$  그리고 필터를 통한 출력전압 파형  $V_{dc}$ , 인덕터 전류  $i_L$ 파형을 보여주고 있다.



(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source) 전류  $I_s$  파형



(b) freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단 전압파형  $V_{D2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{D2}$



(c) 필터를 통한 출력전압 파형  $V_{dc}$ 와 인덕터 전류  $i_L$  파형

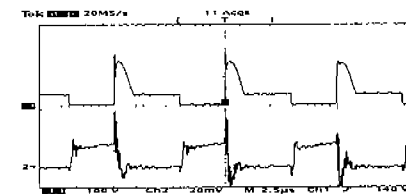
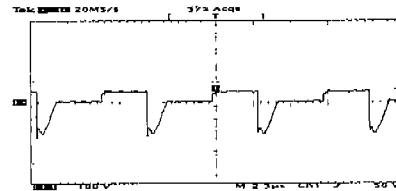
그림 4. Full 부하 ( $P_o = 150W$ )에서 전압, 전류 파형

## 5. 실험결과

### 5.1 실험파형

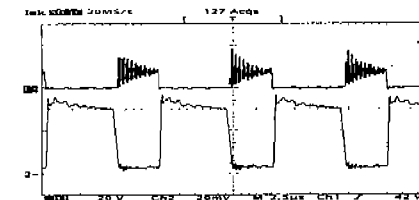
그림 5는 큰 Ferrite core를 사용한 일반 변압기의 경우이며, 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 4.25A$  과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 30.0A$  ( $P_o = 150W$ )의 실험 조건에서

주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스(Source)전류  $I_s$ , 와 변압기 입력전압  $V_1$ , Freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류 그리고 인덕터 전류  $i_L$ 파형을 보여주고 있다.



(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$  (10A/2.5  $\mu S$  div) 파형

(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형

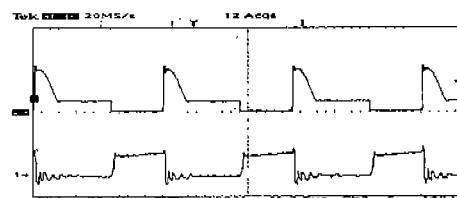


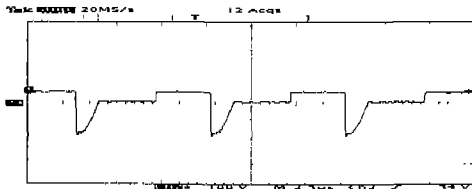
(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{D2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{D2}$  (10A/2.5  $\mu S$  div)

(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형 (10A/2.5  $\mu S$  div)

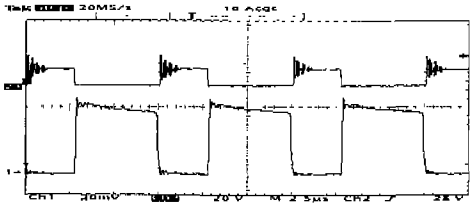
그림 5. Full부하 ( $P_o = 150W$ )에서 전압, 전류 파형

그림 6는 Planar 변압기와 무손실 스너버를 사용한 경우이며, 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 4.25A$  과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 30.0A$  ( $P_o = 150W$ )의 실험 조건에서 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스(Source) 전류  $I_s$ , 와 변압기 입력전압  $V_1$ , freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류 그리고 인덕터 전류  $i_L$ 파형을 보여주고 있다.





(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_S$ (10A/2.5  $\mu$ S div) 파형  
(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형



(c) Freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{D2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{D2}$  (10A/2.5  $\mu$ S div)  
(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형 (10A/2.5  $\mu$ S div)

그림 6. Full 부하( $P_o = 150W$ )에서 전압, 전류 파형

### 5.2 효율 파형

그림 7은 planar 변압기와 일반 변압기를 사용한 시스템의 효율을 비교한 곡선이다. 그림에서 볼 수 있듯이 planar 변압기를 사용한 경우가 일반 변압기를 사용한 경우보다 효율이 약 8.5% 향상된 것을 확인 할 수 있다

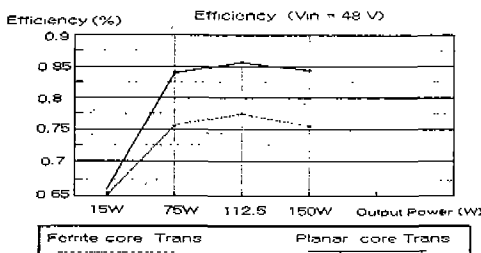


그림 7. Planar 변압기와 ferrite core를 사용한 시스템의 효율 곡선

## 6. 결론

본 논문에서는 planar 변압기를 이용한 30A, 5V, 150W proto type 파워드 컨버터를 개발하여 그 성능을 실험하였다. planar 변압기는 내부권선 (interwinding) 캐패시턴스, 누설 인덕턴스와 같은 기생 리액턴스를 최소화하여 planar 변압기 출력전

압에서의 고주파 ringing을 최소화 할 수 있다. 따라서 높은 스위칭 주파수에서 SMPS 설계를 할 경우 최대 전류밀도와 높은 효율을 얻을 수 있고, flat 권선을 가진 planar 변압기는 일반적인 구리 권선 변압기에 비해 높이가 더 낮기 때문에 컴퓨터 삽입형 PCB 카드와 같은 높이가 낮은(Low-Profile) 회로에 쓸 수 있다. 또한, planar 변압기는 1/2 크기와 무게로 일반 변압기와 같은 전력 밀도를 얻을 수 있다.

또한, planar 변압기를 사용한 파워드 컨버터에 무손실 스너버 회로를 추가하여 스위칭시 소자에 가해지는 스트레스를 줄이는 동시에, 전체 시스템의 효율을 약 8.5% 향상시켰다. 연구결과, planar 변압기를 사용한 SMPS는 그 특성상 기존의 SMPS에 비해 우수한 성능을 가지는 동시에 소형, 경량화가 가능해져 전원 시스템을 사용하는 모든 산업 분야에로의 적용이 기대된다.

## 참고문헌

- [1] 김윤호,유지운, 한경희 공역, "전력전자 : 원리 및 응용" 淸文閣
- [2] 정규범, "소프트 스위칭 방식 SMPS 개발동향과 과제", 전력전자학회지 제 3권 제 1호 , March 1998, pp 11-21
- [3] A. Estrov, "1MHz Resonant Converter Power Transformer Is Small, Efficient, Economical", Power Conversion and Intelligent Motion Magazine, August 1986, pp. 14-24.
- [4] 김희준, "스위칭모드 파워서플라이", 성안당 1999, pp. 1-39, 250-257
- [5] Ron Lenk, "Practical Design of Power Supplies."1998
- [6] 노의철, 정규범, 최남섭, "전력전자공학", 文運堂
- [7] Dirk van der Linde, Corlex A. M.Boon, "Design of a High-Frequency Planer Power Transformer in Multilayer Technology." IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.38, no 2, April 1991, pp.135-141.
- [8] Colonel Wm. T. McLyman, Jet Propulsion Laboratory California Institute Technology Pasadena, California "Designing Magnetic Components for High Frequency DC-DC Converter