

論文2000-37TE-3-12

# 플레너 자기 소자를 이용한 포워드 컨버터의 특성 연구

## (A Study For Characteristic of Forward Converter using Planar Magnetic Components)

崔賢植\*, 李在鶴\*\*, 朴庚洙\*\*\*

(Hyun-Sik Choi, Jae-Hak Lee, and Kyung-Su Park)

### 요 약

본 논문은 포워드 컨버터에 사용한 플레너 자기 소자의 설계 방법과 동작 특성에 관해 연구하였다. 플레너 자기 소자는 고주파 SMPS 설계시 발생할 수 있는 문제점에 대한 좋은 해결책이 될 수 있다. 이러한 플레너 자기 소자는 낮은 누설 리액턴스, 낮은 구조, 경량 및 EMI 영향을 최소화 할 수 있는 등 여러 가지 좋은 장점들을 가지고 있어 최근 그 사용이 증대되고 있다. 본 논문에서는 플레너 자기소자를 이용한 포워드 컨버터를 제작한 후, 실험을 통하여 기존의 변압기를 사용한 경우와 비교하여 그 성능의 우수성을 입증하였다.

### Abstract

This paper presented a design technique of planar magnetic components for forward converter. Planar magnetic components are a good solution for high frequency switching-mode power supplies(SMPS). Since these kind of magnetic components have some advantages(low leakage inductance, low profile, low weight, minimum EMI etc.) that improve the SMPS performance, their use is growing in the last years.

In this paper, the performance of designed system is verified by simulation and experiment by comparing the system using conventional magnetic components and the system using planar magnetic components.

### I. 서 론

SMPS(Switch-Mode Power Supply)는 최근 컴퓨터, 전자계산기, 전자교환기, 사무기기, 음향/ 영상기기, FA/ 산업기기 등의 전원으로 폭넓게 사용되고, 그 중요성이 날로 높아지고 있는 추세이다.

이러한 SMPS를 구성하고 있는 여러 가지 성분 중 가장 중요한 것 중의 하나는 자기(magnetic) 성분이다. 하지만 이러한 자기 성분(변압기와 인덕터)을 소형 경량화 하려고 할 경우 많은 어려움이 있어, 이러한 문제는 결국 SMPS의 소형 경량화를 어렵게 하는 원인이 되어 왔다.<sup>[1]</sup>

\* 正會員, 周城大學 工學 I 學部  
(Dept. of Power Electronics., Jeseong College)

\*\* 正會員, 順天靑巖大學 電氣設備科  
(Dept. of Electrical Facilities., Suncheon Chongam College.)

\*\*\* 正會員, 태강기업(주)  
(Tae Ganng Co., Ltd)

接受日字:1999年10月25日, 수정완료일:2000年2月21日

SMPS(Switched Mode Power Supply)에서 사용되는 변압기의 크기를 소형으로 하지 못하는 원인은 기존의 SMPS용 변압기가 마그네트 와이어 권선을 가진 큰 Ferrite core를 사용하기 때문이다. 따라서 SMPS에서 사용되는 자기 성분을 소형 경량화하기 위한 여러 가지 노력들이 행해지고 있는 데, 그 중 한가지 유용한 방법이 플레너 변압기와 인덕터를 사용하는 것이다.

플레너 변압기는 높이가 낮은(low profile) 구조이기

때문에 SMPS 설계자가 변압기를 프린트 기판에 쉽게 장착할 수 있게 해주며, 또한, 플레너 변압기를 사용한 SMPS는 기존의 copper-wire 권선 변압기를 사용한 SMPS에 비해 크기도 작아지는 동시에, 누설 인덕턴스를 현저하게 줄일 수 있고, 높은 전력밀도를 얻을 수 있으며, 높은 신뢰도를 장기간 유지할 수 있다. 이 외에도 플레너 변압기는 SMPS의 성능을 개선시킬 수 있는 여러 가지 장점을 가지고 있기 때문에 최근 플레너 변압기를 사용하는 경우가 늘고 있다. 하지만 플레너 변압기는 아직 제작 과정이 복잡하고 고가라는 단점도 가지고 있다.

본 논문에서는 기존의 포워드 타입의 SMPS에 플레너 트랜스포머(Planer Transformer)를 이용한 on-board 타입의 고출력 컨버터를 제작하여 실험하였으며, 그 동작 특성의 우수성을 기존의 변압기를 사용한 경우와 비교하여 입증하였다.

## II. 본 론

### 1. 포워드 컨버터의 동작

Forward 컨버터는 스위치가 on되는 시간동안 외부의 인덕터와 에너지 축적을 위한 커패시터를 통하여 에너지가 부하로 전달되는 특징을 가진다.<sup>[2]</sup>

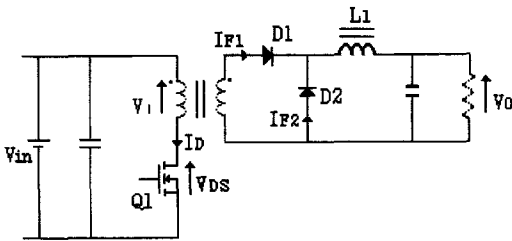


그림 1. 플레너 변압기와 인덕터를 사용한 포워드 컨버터

이러한 에너지변환 특징을 가지기 위해서는 트랜스포머의 권선 결선시 L1, L2 코일이 감긴방향이 서로 반대방향으로, 즉 상호형이 음의 부호를 갖도록 설계한다.

한편 스위치 Q1이 off시간 동안 자기 회로내의 자속을 원위치로 리셋하기 위해서는 듀티(duty ratio) D의 값을 50% 이하로 하여야 한다.

그림 2에 Forward 컨버터의 기본 동작 파형을 나타내었다.

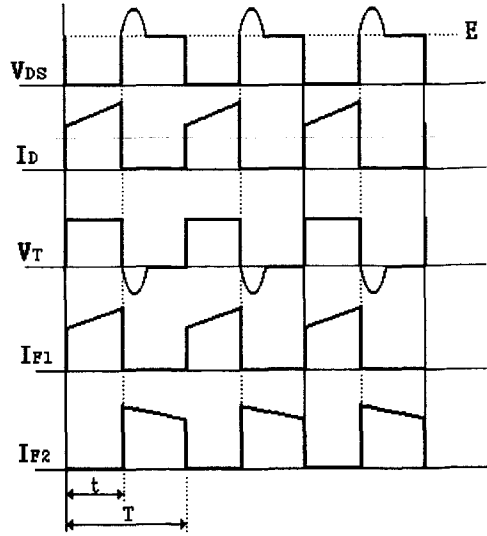


그림 2. 포워드 컨버터의 기본 동작 파형

입력 정류부에서 얻어진 DC 전압  $V_{in}$ 를 컨버터에 인가하면, 스위칭 소자 Q1에 의해 스위칭 한다. 스위치 Q1이 Turn-ON하고 있는 기간은 다이오드 D1이 순방향으로 바이어스된 형태로 변압기의 구성이 설정되기 때문에, D1에 순방향 전류가 흘러, 출력 인덕터 L1에 에너지가 축적되면서 부하에 전류가 흐른다. 스위치 Q1이 Turn-OFF하면 변압기에 역기전압(피드백 전압)이 발생하며, 이 전압에 의해 변압기의 자속이 초기 값으로 돌아온다. 변압기를 포화시키지 않기 위해서는 1 주기당 피드백 전압의 적분(積分)값이 입력전압  $V_{in}$ 와 Q1의 Turn-ON 시간 t의 곱과 같아야 한다. 또, 사용하는 코어의 허용 자속밀도의 변화량을  $\Delta B$ , 유효 단면적을 S, 변압기의 권수를 N이라 하면,

$$\Delta B \geq \frac{V_{in} \cdot t}{N \cdot S} \quad (1)$$

의 관계를 만족하여야 한다. 스위칭 주파수를 높게 하면 변압기를 작게 할 수 있는 것을 이 식에서도 알 수 있다. 즉, 스위칭 주파수를 높게 하면 위 식의 t가 작아지므로,  $\Delta B$ 를 같다고 놓으면, 권수나 단면적을 작게 할 수 있다. 다음에, Q1이 Turn-Off하면 D1은 역바이어스 되고 전류는 흐르지 않지만, L1에 축적된 에너지가 플라이휠 다이오드 D2를 통해 부하에 공급된다. 이러한 동작 모드는 근본적으로 Buck 컨버터와 동일하며 단지 입·출력간 절연을 위한 고주파 변압기가

사용되었다는 점만이 다를 뿐이다. 출력전압  $V_0$ 는 변압기의 권수비를  $n$ , 발진주기를  $T$ 로 하고, 다이오드의 순방향 전압강하  $V_f$  등을 무시하면,

$$V_0 = \frac{V_{in}}{n} \times \frac{t}{T} \quad (2)$$

이 되고, Turn-ON 시간  $t$ 를 변화시키면, 출력전압을 가변 할 수 한다. 즉, 입력전압의 변화나 기타의 변동 요소에 의한 출력전압의 변동을  $t$ 를 변화시켜 안정화 할 수 있다. 또한 입·출력 전압 특성을 구하기 위해 인덕터  $L_1$ 에 Volt·sec 평형 조건을 적용하면

$$\left(-\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_0\right)DT = V_0(1-D)T \quad (3)$$

여기서,  $D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{t}{T}$  (duty ratio), 즉  $t = DT$ 가 되며, 이로부터 입·출력 전압 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$V_0 = \frac{N_s}{N_p} \times D \times V_{in} \quad (4)$$

이와 같이 출력전압은 듀티(duty ratio)  $D$ 와 권수비  $n$ 에 비례함을 알수있다.

## 2. 플레너 자기(planar magnetic) 소자

### (1) 플레너(planar) 변압기의 구조와 특징

Power supply는 크기가 큰 페라이트 코어로 이루어진 변압기 때문에 크기를 작게 하는데 제약을 받게 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. 플레너 변압기의 크기를 작게 할 수 있는 이유는 크기가 큰 ferrite core에 감겨있는 마그네트 와이어를 사용하는 대신 flat copper leadframes과 flat copper spiral을 사용하는 데 있다.<sup>[3]</sup>

플레너 변압기는 wound copper 사용에 비해 정밀한 copper leadframes을 조합시키거나 한 개 혹은 그 이상의 절연 재료의 얇은 시트에 식각한 flat copper spirals들을 조합하여 구성된 것이다.

플레너 변압기의 자기회로를 만들기 위해, spirals 혹은 leadframe을 고주파 ferrite core인 flat위에 쌓아 올리며, 코어 손실을 최소화하기 위해 저 이득 앵폭

시와 결합된 것 코어재료를 사용한다. 그리고 Spirals이나 leadframe의 스택안에 있는 고온의 절연체는 권선사이의 높은 절연을 보장해 줄 수 있어야 한다.

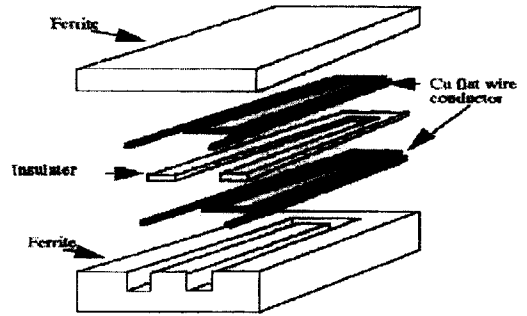


그림 3. 플레너 변압기의 구조

플레너(Planar units)는 다음과 같은 여러 가지 장점을 제공한다.

- 매우 효과적인 고주파 동작 특성
- 미리 제작된 소자이기 때문에 작업성이 우수함
- 적은 누설 인덕턴스
- 복합 권선의 용이점
- 우수한 열적 특성
- 최소의 표피효과

플레너 변압기는 400KHz의 스위칭 주파수에서 97%효율을 나타내는 효율적인 동작을 할 수 있게 한다. 플레너 변압기에 사용된 flat PCB type 권선은 주어진 도체 무게에 대해 최대 전류밀도와 효율을 얻을 수 있게 최적화 된다. 또한 기생적인 요소의 영향이 감소되어, 플레너 변압기 출력전압에서의 고주파 흔들림 현상이 최소화 된다.<sup>[4]</sup>

### (2) 플레너 소자의 설계

#### ① 변압기 디자인 (T1)

최적의 변압기 설계를 위해 다음과 같이 고려하였다. 최소 입력전압은 36Vdc를 사용하여 5Vdc의 2차 전압을 확보하기 위해 1,2차의 턴수의 비는 대략 9 : 2로 하며 이때 35% 이상의 듀티 사이클에서 포워드 컨버터가 동작되게 하였다. 변압기 손실을 최소화 줄이기 위해 9:2 비율의 턴수비가 고려 되었으며 1차 턴수는 철손과 동손을 최소화 하도록 턴수를 선택하여야 한다.<sup>[5]</sup> 또한, 스위칭 주파수가 400KHz 일 때, 반도체 손실과 자기(Magnetic) 손실 합이 최소가 된다.

Table 3-1. 턴수비에 따라 PCB층수, DC 저항 및 1차 인덕턴스

Ferrite core : E18/4/10-3F3+PLT18/10/2-3F3			
Turns ratio	9:2	8:2	5:1
Track width (mm)	---		
Primary	1.0	1.0	2.0
Secondary	4.5	4.5	4.5
Number of PCB layers			
Primary	3 or 4	3 or 4	3 or 4
Secondary	2	2	1
auxiliary	1 or 2	1 or 2	1 or 2
Total	6 or 8	6 or 8	6 or 8
DC resistance (mΩ)			
Primary	110	110	30
Secondary	6	6	3
Primary inductance (μH)			
	243	192	75

Table 3-2. 턴수비에 따라 총 동손 비교

Turns ratio	9:2	8:2	5:1
Primary current	0.8	0.85	0.75
Primary resistance	0.11	0.1	0.03
Primary loss	0.07	0.08	0.017
Secondary current	3.61	3.39	3.77
Secondary resistance	0.006	0.006	0.003
Secondary loss	0.08	0.07	0.043
Total copper loss	0.15	0.15	0.06
Core loss	0.56	0.77	2.1
Total losses (W)	0.71	0.91	2.15

Table 3-3. 스위칭 주파수에 따라 총 손실 비교

f (kHz)	Vin (v)	Semicond. losses(W)	Magnetics losses(w)	Total (w)
300	36	2.11	1.34	3.45
	48	2.38	1.27	3.65
	72	3.19	1.19	4.38
400	36	2.13	1.20	3.33
	48	2.52	1.13	3.65
	72	3.58	1.05	4.63
500	36	2.33	1.16	3.49
	48	2.67	1.09	3.76
	72	3.98	1.01	4.99
600	36	2.61	1.22	3.83
	48	2.84	1.15	3.99
	72	4.39	1.07	5.46
700	36	3.05	1.22	4.27
	48	3.01	1.15	4.16
	72	4.81	1.07	5.88

② 플레너 인덕턴스 설계(L1)

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

$$L_1 = \frac{V_{sec} \cdot t_{on}}{\Delta I} = \frac{10.67 \times 3.5 \mu s}{3} = 12.44 \mu H \quad (5)$$

여기서,  $V_{sec} = \text{Peak 2차 전압} = N_s/N_p \times V_{in} = (2/9) \times 48V = 10.67V$

$t_{on} = \text{1차 MOSFET on time} = 3.5 \times 10^{-6} \text{ sec}$

$\Delta I = \text{인덕터 리플 전류}$

따라서 이상적인 인덕턴스 L1값은  $12.44 \mu H$ 가 되며, 턴당 인덕턴스 값  $A_L$ 은

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

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

$$B_{max} = \frac{N \cdot I_p \cdot A_L}{A_e} = \frac{6 \times 33 \times 345 \times 10^{-9}}{39.5 \times 10^{-6}} = 1729 \text{ mT} \quad (7)$$

여기서  $I_p = \text{피크 인덕터 전류}$

$B_{max} = \text{최대 자속밀도}$

$N = \text{턴 수}$

$A_L = \text{턴 당 인덕턴스}$

$A_e = \text{코어의 단면적}$

여기서 1729mT의 최대자속 밀도는 3F3 물질에 대해서 과도한 값이다. 같은 core을 사용해서 최대자속 밀도를 줄이기 위해서는 공극을 크게 할 필요가 있다.<sup>[6]</sup>

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

$$A_L = \frac{B \cdot A_e}{N \cdot I_p} = \frac{1.534 \times 39.5 \times 10^{-6}}{6 \times 33} = 306 nH \quad (8)$$

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

③ 출력 Capacitor 설계

출력 리플 전압은 다음 식과 같이 계산된다.

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} \int dI_L dt + \Delta I_L \cdot ESR \quad (10)$$

여기서  $\Delta I_L = \text{출력 인덕턴스에서 리플 전류}$

ESR = 출력 capacitors의 등가 직렬 저항  
출력 커패시터의 높은 capacitance로 인해 위상에서  
첫 번째 항이 두 번째 항보다 훨씬 작으므로 리플전  
압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta V_0 = \Delta I_L \cdot ESR \quad (11)$$

최대 입력 전압이 72V 와 최대자속 밀도는 1534mT  
일때

$$V_{sec} = 2/6 \cdot 72V = 24V$$

$$L = 11 \mu H$$

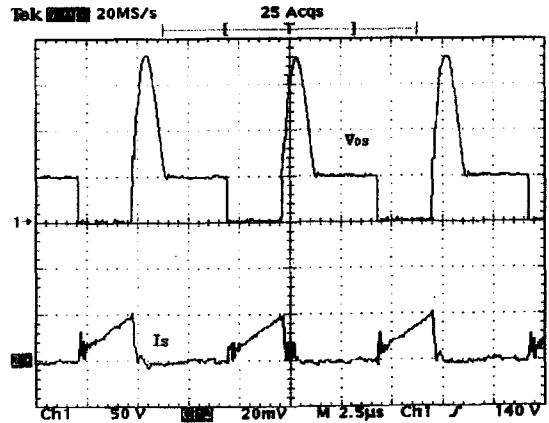
일 경우 최대 리플 전류는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{sec} \cdot t_{on}}{L} = \frac{24 \times 0.92 \mu s}{11 \times 10^{-6}} = 2A \quad (12)$$

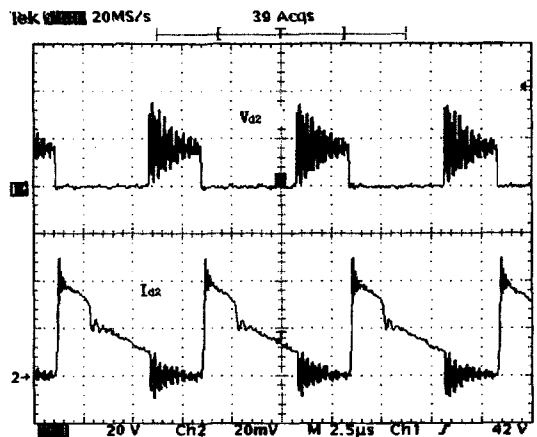
capacitors는 이 요구사항을 만족시키는 것을 선택하  
였다.

### III. 결과 및 분석

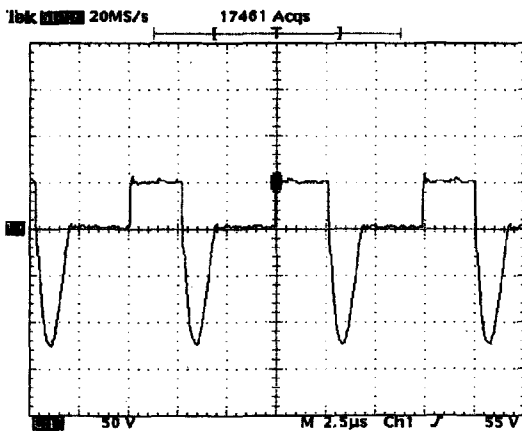
그림 5-1,2,3은 Ferrite core를 사용한 Transformer  
의 경우이다. 그림 5-1은 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 600mA$ 과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 3.0A$ ( $P_o = 15W$ )의  
실험 조건에서 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스  
(Source)전류  $I_s$ 와 변압기 입력전압  $V_1$ , Free-  
wheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류 그  
리고 인덕터 전류  $i_L$ 파형을 보여주고 있다.



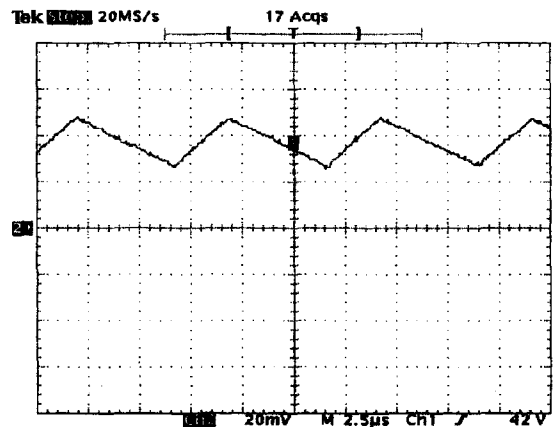
(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형



(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{D2}$ 와  
 $D_2$ 의 전류파형  $I_{d2}$  ( $2A/2.5 \mu S$  div)

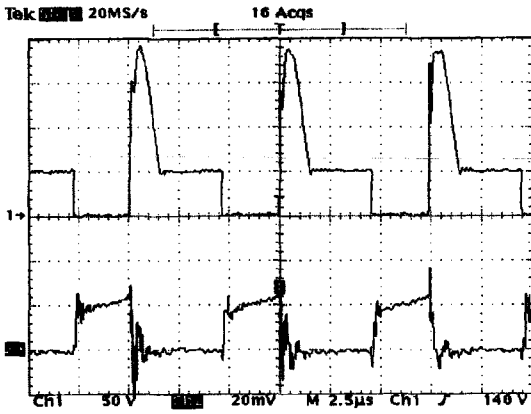


(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와  
소스(Source)전류  $I_s$ ( $2A/2.5 \mu S$  div) 파형

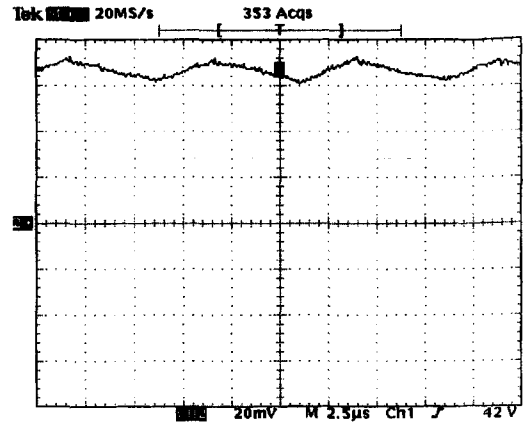


(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형( $2A/2.5 \mu S$  div)

그림 5-1. 경부하 ( $P_o = 15W$ )에서 전압, 전류 파형

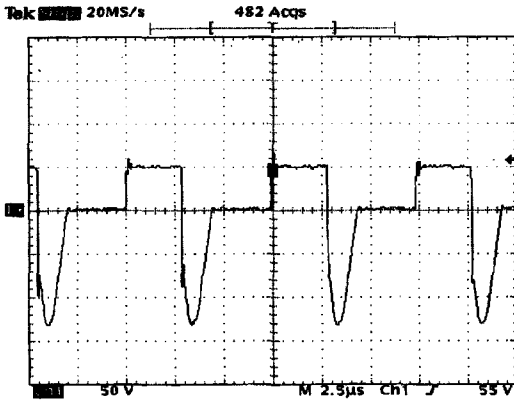


(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$ (5A/2.5  $\mu$ S div) 파형



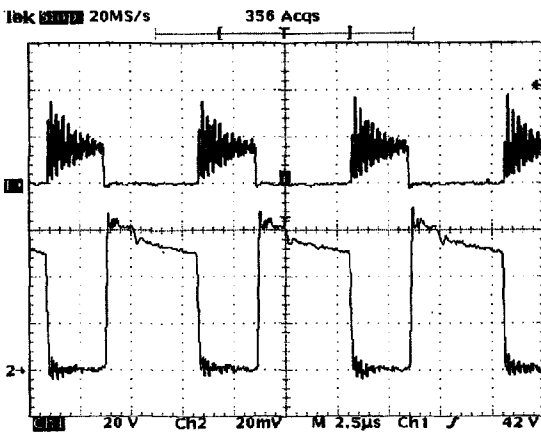
(d) 인덕터전류  $i_L$  파형 (5A/2.5  $\mu$ S div)

그림 5-2.  $P_o = 75W$  부하에서 전압, 전류 파형

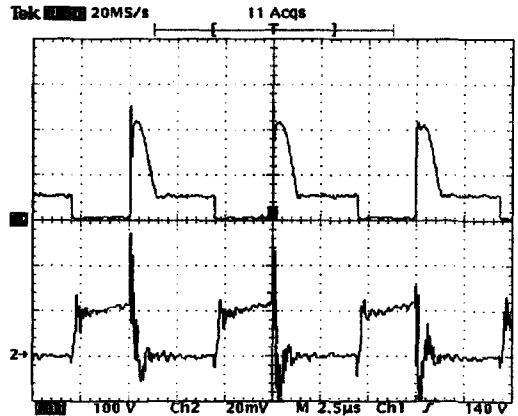


(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형

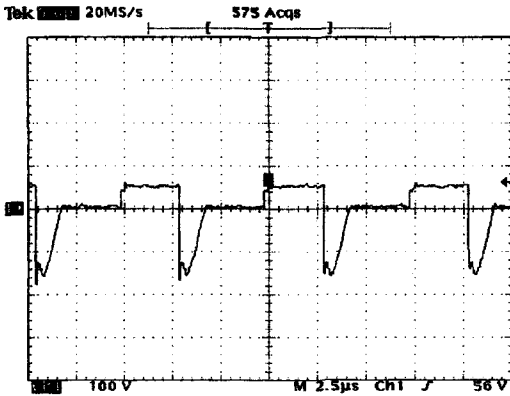
그림 5-2는 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 2.1A$ 과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 15.0A$ ( $P_o = 75W$ )의 실험 조건에서 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스(Source)전류  $I_s$ 와 변압기 입력전압  $V_1$ , Freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류 그리고 인덕터 전류  $i_L$ 파형을 보여주고 있다.



(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{D2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{D2}$  (5A/2.5  $\mu$ S div)



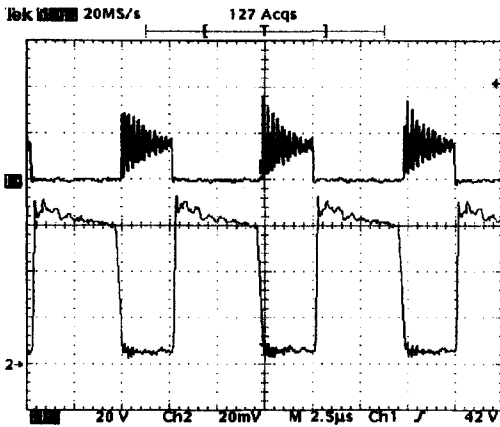
(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$ (10A/2.5  $\mu$ S div) 파형



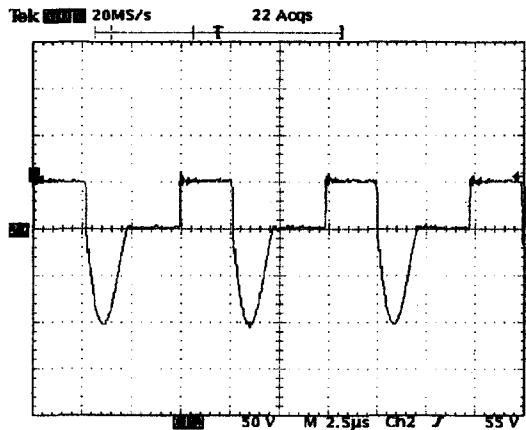
(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형

그림 5-3은 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.

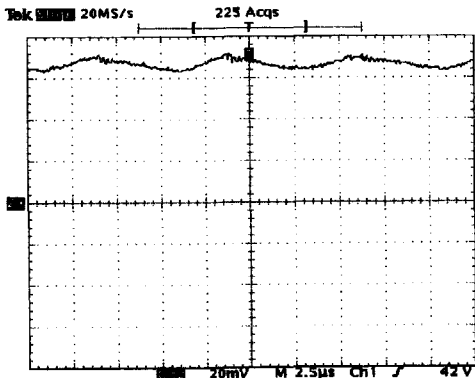
그림 5-4,5,6은 Planer magnetic transformer를 사용한 경우이다. 그림 5-4는 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 600mA$  과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 3.0A$  ( $P_o = 15W$ )의 실험 조건에서 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ , 소스(Source)전류  $I_s$ 와 변압기 입력전압  $V_1$ , Freewheeling 다이오드  $D_2$ 의 양단전압  $V_{D2}$ ,  $D_2$ 의 전류 그리고 인덕터 전류  $i_L$  파형을 보여주고 있다.



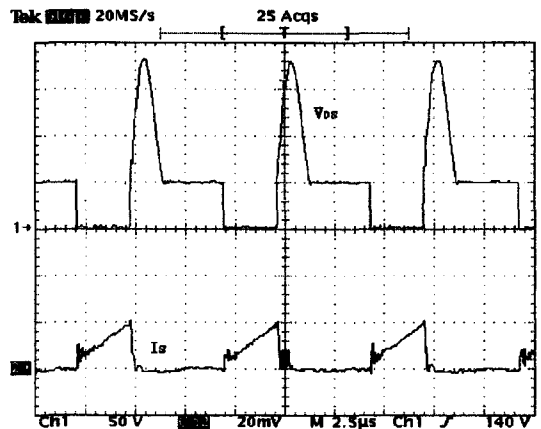
(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{d2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{d2}$  ( $10A/2.5\mu S$  div)



(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$  ( $2A/2.5\mu S$  div) 파형

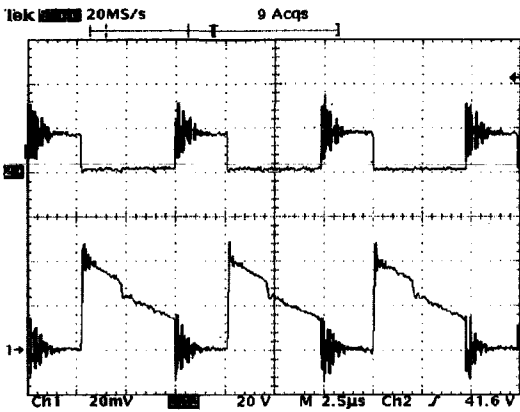


(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형 ( $10A/2.5\mu S$  div)

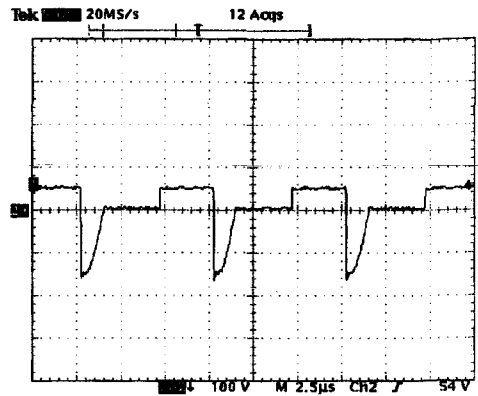


(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형

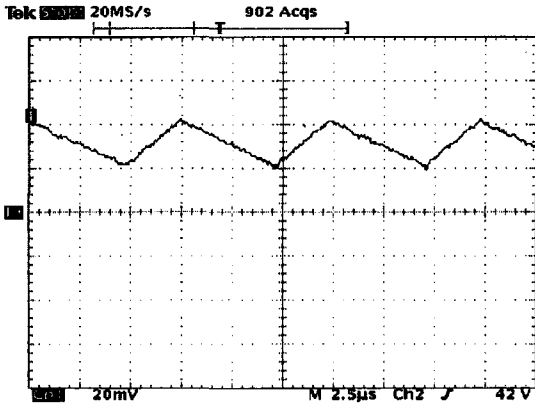
그림 5-3. Full부하 ( $P_o = 150W$ )에서 전압, 전류 파형



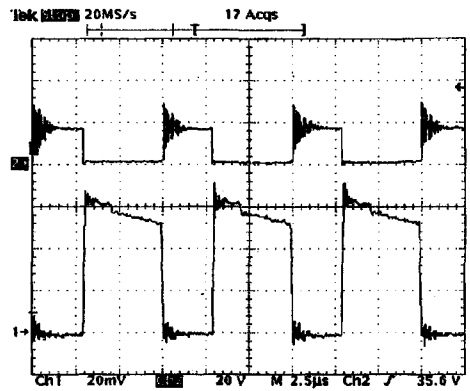
(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{d2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{d2}$  (2A/2.5µS div)



(b) 변압기 입력전압  $V_1$  파형

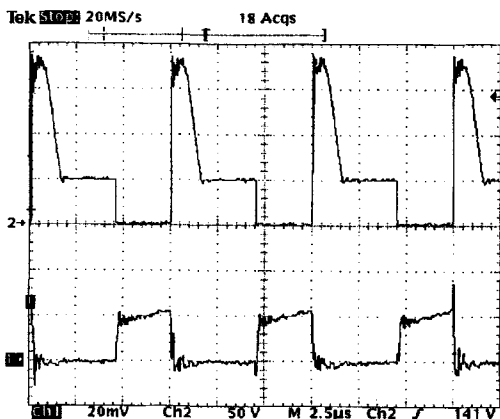


(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형(2A/2.5µS div)

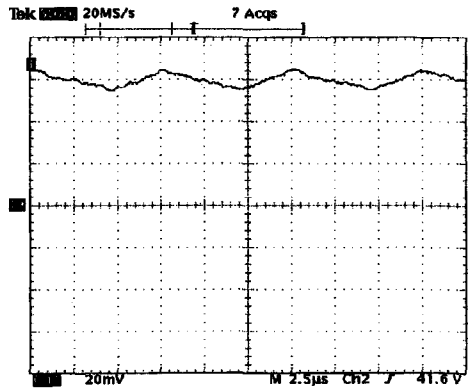


(c) Freewheeling다이오드  $D_2$ 의 양단전압 파형  $V_{d2}$ 와  $D_2$ 의 전류파형  $I_{d2}$  (5A/2.5µS div)

그림 5-4. 경부하 ( $P_o = 15W$ )에서 전압, 전류 파형



(a) 주 스위치  $Q_1$ 의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$ (5A/2.5µS div) 파형

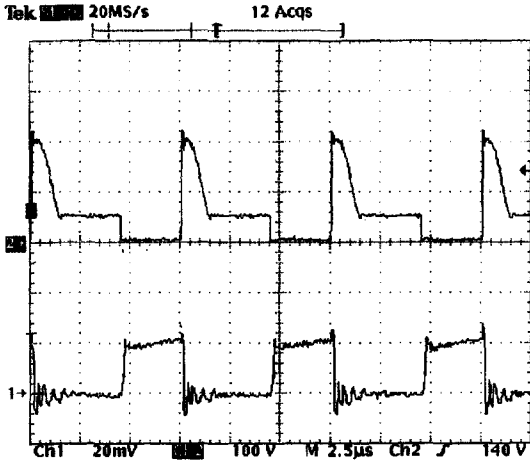


(d) 인덕터전류  $i_L$  파형 (5A/2.5µS div)

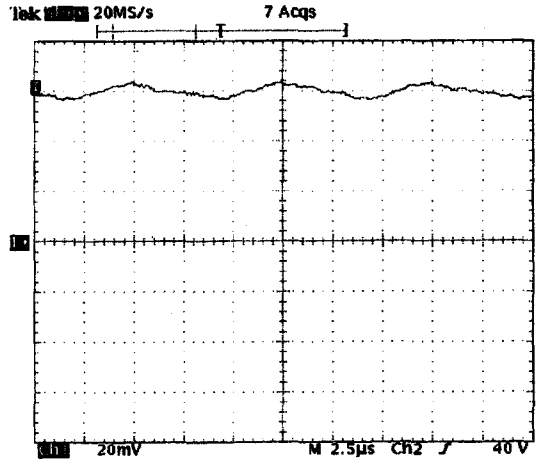
그림 5-5.  $P_o = 75W$  부하에서 전압, 전류 파형

그림 5-5는 입력  $V_{in} = 48V_{dc}$ ,  $I_{in} = 2.1A$  과 출력  $V_o = 5V_{dc}$ ,  $I_o = 15.0A$ ( $P_o = 75W$ )의 실험 조건에서



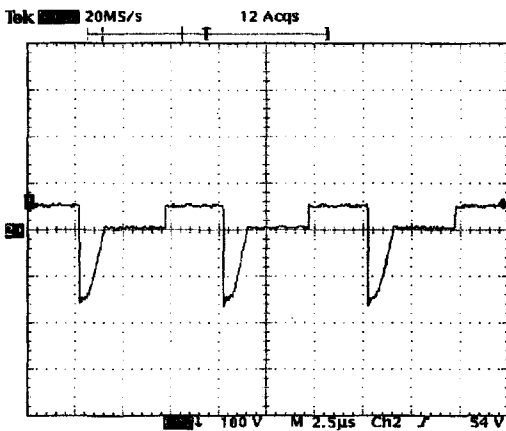


(a) 주 스위치 Q1의 전압파형  $V_{DS}$ 와 소스(Source)전류  $I_s$ (10A/2.5 $\mu$ S div) 파형

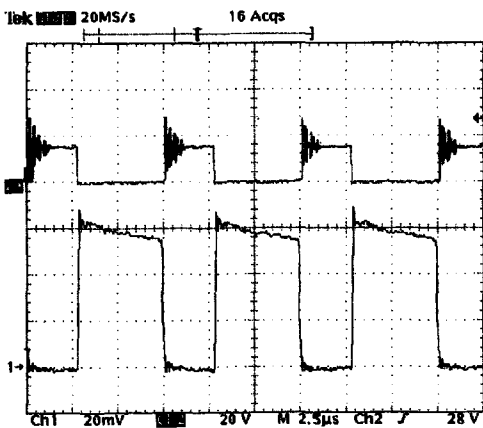


(d) 인덕터 전류  $i_L$  파형 (10A/2.5 $\mu$ S div)

그림 5-6. Full부하 ( $P_o = 150W$ )에서 전압, 전류 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)

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  $i_s$ 파형을 보여주고 있다.

그림 5-6은 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.

#### IV. 결론

본 논문에서는 플레너 소자를 이용한 파워드 컨버터 모듈을 제작·실험하였다. 실험 결과 플레너 변압기는 내부권선(interwinding) 캐패시턴스, 누설 인덕턴스와 같은 기생 리액턴스를 최소화 시킬 수 있어 변압기 출력전압에서의 고주파 흔들림 현상을 최소화시킬 수 있었다. 따라서 높은 스위칭 주파수에서 SMPS 설계를 할 경우 높은 전류밀도와 효율을 얻을 수 있다. 또한, 플레트 권선을 가진 플레너 변압기는 일반적인 wire wound 변압기에 비해 1/2 크기와 무게로 일반 변압기와 같은 전력 밀도를 얻을 수 있고 높이가 낮은 구조(low-profile)이기 때문에 컴퓨터 삽입형 PCB 카드와 같은 높이가 낮은(Low-Profile) 회로에 쓸 수 있다.

연구결과, 플레너 변압기를 사용한 SMPS는 그 특성상 기존의 SMPS에 비해 우수한 성능을 가지는 동

시에 소형, 경량화가 가능해져 통신용 전원 시스템을 비롯한 전원 시스템을 사용하는 모든 산업 분야에로의 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

[1] A. Estrov, "1MHz Resonant Converter Power Transformer Is Small, Efficient, Economical", Power Conversion and Intelligent Motion Magazine, August 1986, pp.14-24.

[2] 김희준, "스위치모드 파워서플라이", 성안당 1999, pp.1-39, 250-257

[3] L. Heinemann, "Modelling and Design of High Frequency Planar Transformers", IEEE 1995, pp. 651-657.

[4] 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.

[5] R. Prieto, O. Garcia, R. Asensi, J.A. Cobos and J. Uceda, "OPTIMIZING THE PERFORMANCE OF PLANAR TRANSFORMERS", IEEE 1996, pp. 415-421.

[6] Khai, Ngo, and Kuo, "Effects of Air Gaps on Winding Loss in High Frequency Planar Magnetics," PESC April 1988 Record, pp. 1112-1119.

저 자 소 개



崔賢植(正會員)

1987년 2월 중앙대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1989년 2월 중앙대학교 일반대학원 전기공학과 졸업(碩士). 1994년 2월 중앙대학교 일반대학원 전기공학과 졸업(博士).

1991년 9월~1992년 8월 : 중앙대학교 공과대학 전기공학과 敎育助教. 1992년 8월~1994년 2월 : (주)서호전기 선임技術研究員. 1997년 4월~ : 충북지방 기술지원단 위원. 1994년 3월~現在 : 주성대학 공학 I 학부 助敎授. 주 관심 분야 : 반도체 소자 및 제어시스템 설계, 분석



朴庚洙(正會員)

1958년 9월 13일생. 1989년 2월 서울산업대학 전기공학 졸업(공학사). 1997년 중앙대학교 정보산업대학원 석사졸업(공학석사). 1998년 3월 2일 중앙대학교 일반 대학원 박사과정 입학. 현재 박사 5차 과정 재학 중.



李在鶴(正會員)

1989년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1991년 중앙대학교 대학원 전기공학과(공학석사). 1997년~현재 중앙대학교 대학원 전기공학과(박사과정). 1990년~1996년 (주) 이화전기

기술연구소. 1996년~1998년 Han-Tech. 1999년~현재 순천청암대학 전기전자과 전임강사. 주 관심분야 DC/DC 컨버터 제어, 전동기 제어