

論文2001-38SC-4-5

# 코어 없는 PCB 변압기와 인덕터를 이용한 ZVS Forward DC-DC 컨버터

## (A ZVS Forward DC-DC Converter Using Coreless PCB Transformer and Inductor)

黃善敏\*, 安泰榮\*\*

(Sun-Min Hwang and Tae-Young Ahn)

### 요약

본 논문은 코어 없는 PCB(Print circuit board) 변압기와 인덕터를 이용한 ZVS (Zero voltage switching) Forward DC-DC 컨버터의 실험 결과 및 실용 가능성을 보고한 것이다. 최대출력 12W, 최대 스위칭주파수 2.2MHz, 정격 입력전압 24V를 갖는 실험용 컨버터가 검증되었다. 코어 손실이 없기 때문에 코어 없는 PCB 변압기와 인덕터가 고주파 동작에 적합하다는 것을 밝혔다. 실험 컨버터는 최저 70% 에서 80%의 전력변환 효율을 나타내었고, 12V 출력전압은 0.7% 이내에서 안정되었다.

### Abstract

The experimental results and application potentials of a ZVS Forward DC-DC converter based coreless PCB transformer and coreless inductor are presented. The experimental converter, that has a maximum power of 12W, maximum switching frequency of 2.2MHz and nominal input voltage of 24V, has been successfully implemented. The coreless PCB transformer and inductor are found to have many favorable characteristics to high frequency operations due to the absence of a core loss. A power conversion efficiency of the experimental converter was measured at 70 ~ 80%, and the output was regulated at 12V within 0.7% tolerance.

### I. 서론

전자산업의 급속한 발달과 더불어 전자기기에 안정

\* 學生會員, 淸州大學教 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Chongju University)

\*\* 正會員, 淸州大學教 尖端工學部

(Division of Advanced Technology, Chongju University)

※ 본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신 연구센터의 지원에 의한 것입니다.

接受日字: 2001年3月27日, 수정완료일: 2001年5月30日

된 전원을 공급해주는 전원장치 분야에서도 기술적 진보가 빠르게 진행되고 있다. 최근 활발히 논의되고 있는 것 중, 하나는 전자기기의 소형·경량화이다. 특히, 휴대형 전자기기의 소형·경량화는 제품의 성능과 같이 상품성을 높여주는 중요한 목표가 되었다. 이러한 휴대형 전자기기에 전원을 공급해 주는 전원장치는 설계 시 전력변환 효율을 고려해야 하는 등, 기기 자체의 특성 때문에 소형·경량화가 어려웠다. 또한 온-보드형 전원장치 등에서 요구되고 있는 박형(Low profile)화는 전체 시스템의 밀도를 향상시키기 때문에, 전원장치 설계 시 중요한 연구 개발 목표 중의 하나가 되고 있다. 그러나 스위칭 방식의 DC-DC 컨버터에서는 에너지를 변환시키는 과정에서 변압기 및 인덕터와 같이 코어를 사용한 권선형 소자를 필수적으로 이용하고 있기 때문

에 장치의 높이가 제한되고, 개발기간이 길어지며, 제품의 원가에 많은 영향을 미치고 있다.

한편 전원장치가 소용량인 경우, 박형의 전원을 구성할 수 있는 방법으로 현재 두 가지 방법이 주로 사용되고 있다. 우선 첫 번째 방법으로는 집적회로의 박막 기술(Thin film technology)을 이용하여 전력변환회로 구성에 필요한 인덕터 및 변압기 등을 주변 소자와 함께 한 개의 IC에 집적하는 것이다<sup>[1,2]</sup>. 두 번째 방법으로 후막 기술(Thick film technology)을 이용하는 것이다. 즉, PCB(Print circuit board)의 패턴과 페라이트 코어를 한 조로 구성하여 인덕터와 변압기를 구성하는 것이다<sup>[3]</sup>. 그러나 첫 번째의 경우, 권선의 선 폭과 두께, 사용할 수 있는 코어의 재질이 한정되기 때문에 출력 용량이 매우 한정된다는 단점이 있고, 두 번째의 경우에서도 페라이트 코어를 사용하기 때문에 제품의 두께가 코어에 의해 제약 받는 단점이 있다. 본 논문은 이러한 문제점을 해결하기 위해 그 동안 제한된 용도로만 사용되었던 코어 없는 PCB 변압기를 기존의 컨버터 회로방식에 적용시킨 실험 결과 및 실용 가능성에 대해 검토하였다. 회로방식은 안정성이 우수하고, 고주파 스위칭에 적합한 ZVS(Zero voltage switching) Forward DC-DC 컨버터를 사용하였으며, 특히 컨버터의 출력 필터로 사용되고 있는 평활 인덕터도 코어를 사용하지 않고 PCB 패턴만으로 구성하였기 때문에 회로 내부에 자성 코어를 전혀 사용하지 않았다. 실험 컨버터의 최대출력은 12W, 최대 스위칭주파수는 2.2MHz, 입력전압은 24V이다.

## II. PCB 변압기와 인덕터

### 1. PCB 변압기의 구조

일반적으로 PCB 변압기의 권선 방법은 나선형(Spiral), 미로형(Meander), 망형(Mesh) 등이 있으며, 이 중에서 큰 자화 인덕턴스를 얻기 위해서는 나선형 권선 방법이 유리하다고 보고되어 있다<sup>[4,5]</sup>. 특히 나선형 권선 방법 중에서도 사각형과 원형이 있으며, 본 논문에서 사용된 변압기는 원형 패턴을 사용하였다. 코어를 사용하지 않는 PCB를 이용한 변압기와 인덕터를 전원장치에 적용시키는 경우, 다음과 같은 장점이 있다<sup>[6]</sup>.

(1) 최대 동작 주파수가 코어의 재질에 의해 제한을 받

았던 기존의 변압기에 비해, 코어를 사용하지 않는 PCB 변압기와 인덕터는 고주파 동작에 적합하다.

(2) 권선과 코어를 사용하지 않기 때문에 변압기와 인덕터 제조 공정이 단순해지며, 제조 가격과 시간이 절약된다.

(3) 기본적으로 공심 코어이기 때문에 전류에 의해 포화되지 않는다.

(4) 양면의 PCB로 쉽게 1, 2차 변압기가 가능할 뿐만 아니라, 변압기의 절연 내압을 약 15-40kV 이상으로 높일 수 있다.

(5) 변압기와 인덕터의 높이를 PCB 두께로 낮출 수 있기 때문에 장치의 박형화에 적합하다.

그림 1에는 본 논문에서 사용한 PCB 변압기의 구조를 보여주고 있다<sup>[7]</sup>. 변압기의 1차 측 권선은 양면으로 구성된 기판의 윗면에, 2차 측은 기판의 아래 면에 구성하였다. 권선 구조는 지름이 50mm인 나선형(Spiral)이며, 권선비는 14:10, 사용된 PCB는 산업 현장에서 사용되는 표준기판을 사용했다. 즉, PCB 재질은 에폭시(FR-4)이며, PCB 두께 및 동박의 두께는 각각 1.6mm, 70um (2.0oz/ft<sup>2</sup>)이다. 그림 1과 같은 나선 구조에 원형 패턴을 사용한 PCB 변압기는 사각형 구조에 비해, 권선의 길이가 짧아지기 때문에 권선 저항이 작아지며, 따라서 전도 손실이 적어지는 특징이 있다. 그림 2는 코어 없는 PCB 인덕터의 기본 구조를 보여주고 있다. 그림 2의 인덕터는 그림 1의 변압기와 동일한 재질로 구성하였으며, 상하가 압축된 솔레노이드(Solenoid)형 권선 구조를 하고 있다. 즉, 양면의 PCB를 이용하여 앞면(Top)과 뒷면(Bottom)에 권선을 엇갈리게 구성한 다음, 권선의 가장자리에 홀을 만들고, 위 면과 아래 면을 연결하는 방법으로 인덕터를 구성하였다. 인덕터가 PCB에서 차지하는 면적은 가로 37mm, 세로 27mm이다. 이러한 구조는 그림 1의 나선구조에 비해 권선의 굵기와 권선 수를 자유롭게 조절할 수 있을 뿐만 아니라, 주어진 공간을 효율적으로 이용할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 인덕터를 구성할 수 있는 공간이 제한된 경우, 권선 수와 권선의 선 폭은 서로 반비례하기 때문에 적절하게 조절하지 않으면 안 된다. 그림 2의 PCB 인덕터는 비교적 큰 출력전류가 흐르기 때문에, 전력변환 효율을 높이기 위해서는 전류밀도를 낮출 필요가 있고, 따라서 본 논문에서는 권선 수보다 선 폭을 우선하여 구성하였다.

그림 3에서는 그림 1의 PCB 변압기에 대한 1, 2차 자화 인덕턴스를 보여주고 있다. 이때 사용된 계측기는 애질런트 테크놀로지스사의 임피던스 측정기인 HP 4194A였다. 그림으로부터 변압기의 인덕턴스는 주파수에 의존한다는 것을 알 수 있으며, 2MHz의 주파수에서 측정된 인덕턴스는 1차가 약 7.264uH, 2차가 약 3.906 uH이었다. 또한 1차와 2차의 권선이 PCB 기판을 매개로 마주보고 있기 때문에 용량성분이 존재하고, 따라서 이러한 기생용량과 인덕턴스에 의한 공진 주파수가 존재하게 된다. 그림 1의 PCB 변압기에 대한 공진 주파수는 약 19.05MHz 이었다. 본 논문에서는 실험에서 사용된 컨버터의 동작 주파수 대역에서 크게 벗어나 있기 때문에 변압기의 기생용량 성분은 무시하였다. 그림 4는 같은 계측기를 이용하여 그림 2의 PCB 인덕터에 대한 인덕턴스를 측정하여 나타낸 것이다. 이 경우, 인덕턴스는 측정 주파수 범위 내에서 비교적 일정하며, 권선간에 존재하는 기생용량 성분이 무시 할 수 있을 정도로 작기 때문에 공진의 영향을 적게 받는다는 것을 알 수 있었다. 측정 주파수가 2MHz인 경우, PCB 인덕터의 인덕턴스는 약 225nH이었고, 직렬 등가 저항은 약 0.38Ω이었다.

2. PCB 변압기의 등가회로

제작된 PCB 변압기의 전기적 특성을 평가하기 위해서 변압기의 등가회로를 구성하였다. 그림 5는 누설인덕턴스  $L_{M1}$ ,  $L_{M2}$ 와 내부 저항  $R_1$ ,  $R_2$ 를 고려한 PCB 변압기의 등가회로를 나타낸 것이다.

우선 변압기의 직렬 가극성(Series additive mode)과 직렬 감극성(Series subtractive mode) 상태의 인덕턴스  $L_A$  및  $L_O$ 를 측정후, 그 결과를 이용하면 다음과 같이 1, 2차의 상호인덕턴스  $L_M$ 을 계산할 수 있다. 또한 상호 인덕턴스로부터 1차 자화 인덕턴스  $L_{m1}$ 은 변압기의 1, 2차 권선비를 고려하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_M = \frac{1}{4} (L_A - L_O) [H] \quad (1)$$

$$L_{m1} = \left( \frac{N_2}{N_1} \right) L_M [H] \quad (2)$$

1차와 2차의 결합계수  $k$ 는 1, 2차 양단에서 측정된 인덕턴스  $L_P$  와  $L_S$ 를 고려하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

표 1은 제작된 PCB 변압기에서 측정된 값과 식 (1) - (3)에서 계산된 각각의 파라미터 값을 나타낸 것이다. 표에서 보는 바와 같이 PCB 변압기의 상호인덕턴스  $L_M$ 은 4.181uH이며 1차 자화 인덕턴스  $L_{m1}$ 은 5.855uH가 된다. 한편 1, 2차 누설인덕턴스  $L_{M1}$ ,  $L_{M2}$ 는 각각 1.409uH, 0.919uH이다.

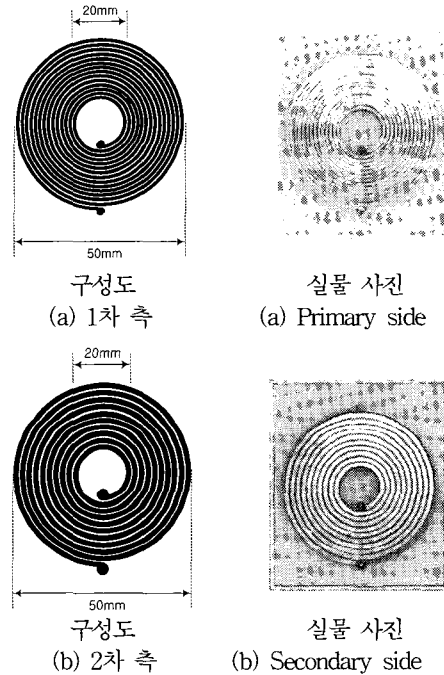


그림 1. PCB 변압기의 구조  
Fig. 1. Structure of PCB transformer.

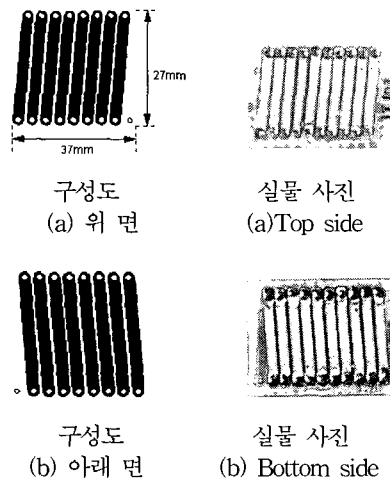


그림 2. PCB 인덕터의 구조  
Fig. 2. Structure of PCB inductor.

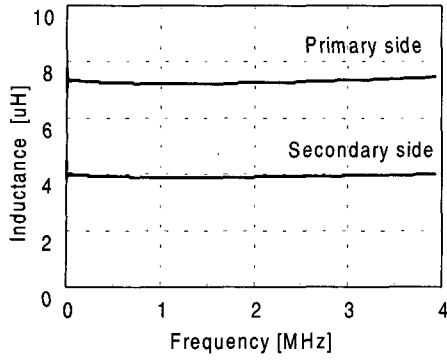


그림 3. PCB 변압기의 자화 인덕턴스  
Fig. 3. Magnetizing inductance of PCB transformer.

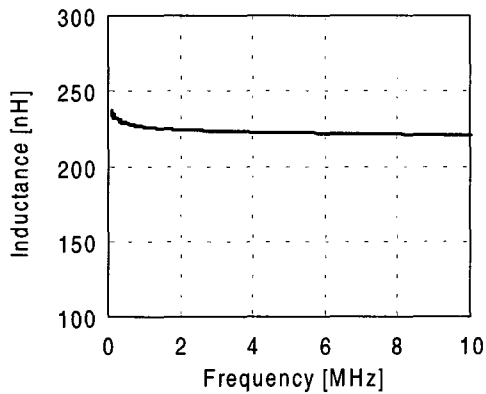


그림 4. PCB 인덕터의 인덕턴스  
Fig. 4. Inductance of PCB inductor.

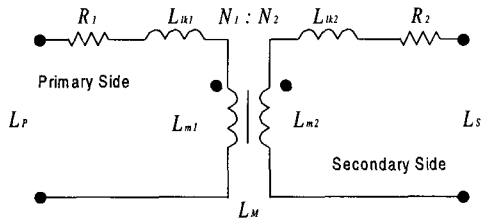


그림 5. PCB 변압기 등가회로  
Fig. 5. Equivalent circuit of PCB transformer.

이 때 변압기의 결합계수는 0.785이다. 이상의 결과에서 코어를 사용한 기존의 변압기에 비해 PCB 변압기는 코어를 사용하고 있지 않기 때문에 자화인덕턴스가 매우 작고, 누설인덕턴스가 증가하게 되어 1, 2차 결합계수가 낮다는 것을 알 수 있다.

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} \quad (3)$$

표 1. PCB 변압기의 등가 파라미터  
Table 1. Equivalent Parameters of PCB transformer [Measure frequency : 2.0MHz].

| 명칭        | 변수        | 단위            | 값     |
|-----------|-----------|---------------|-------|
| 1차 권선 수   | $N_1$     | 회             | 14    |
| 2차 권선 수   | $N_2$     | 회             | 10    |
| 1차 내부저항   | $R_1$     | $\Omega$      | 0.437 |
| 2차 내부저항   | $R_2$     | $\Omega$      | 0.184 |
| 1차 누설인덕턴스 | $L_{lk1}$ | $\mu\text{H}$ | 1.409 |
| 2차 누설인덕턴스 | $L_{lk2}$ | $\mu\text{H}$ | 0.919 |
| 상호인덕턴스    | $L_M$     | $\mu\text{H}$ | 4.181 |
| 1차 자화인덕턴스 | $L_{m1}$  | $\mu\text{H}$ | 5.855 |
| 2차 자화인덕턴스 | $L_{m2}$  | $\mu\text{H}$ | 2.987 |
| 1차 인덕턴스   | $L_p$     | $\mu\text{H}$ | 7.264 |
| 2차 인덕턴스   | $L_s$     | $\mu\text{H}$ | 3.906 |
| 결합계수      | $k$       | -             | 0.785 |

### III. 실험 회로

앞 절에서 알 수 있는 것과 같이 코어 없는 PCB 변압기 및 인덕터는 자화 인덕턴스가 작고 누설인덕턴스가 크기 때문에 일반적으로 널리 사용되고 있는 전원장치의 회로방식을 적용할 수가 없다. 따라서 본 논문에서는 PCB 변압기 및 인덕터를 효율적으로 이용하기 위해서 높은 스위칭 주파수에서도 동작이 가능한 ZVS (Zero voltage switching) Forward DC-DC 컨버터를 기본 회로방식으로 채택하였다. 그림 6에 실험에 사용된 컨버터의 기본회로가 나타나 있다. 이 회로는 입출력이 절연되어 있는 대표적인 절연형 회로이며, 기본적으로는 강압형(Buck)과 같은 구조이기 때문에 안정성이 우수하고, 변압기의 누설 인덕턴스와 스위치의 기생 커패시턴스를 공진 요소에 포함시킬 수 있는 소프트 스위칭 방식 중의 하나이기 때문에 고주파 스위칭 동작에 적합하다는 특징이 있다. 그림 6의 회로에서 1, 2차 절연을 위한 변압기는 그림 1에서 구성한 코어 없는 PCB 변압기를 사용하였다. 또한 출력 필터용 인덕터  $L_f$ 는 그림 2에서 구성한 PCB 인덕터를 이용하였다. 이러한 PCB 변압기와 인덕터는 모두 한 장의 PCB에 구현할 수 있으며, 또한 동일한 PCB 위에 회로

구성에 필요한 소자를 부착할 수 있었고, 결과적으로는 전원회로의 크기를 크게 줄일 수 있었다. 영전압 스위칭에 필요한 공진 인덕터  $L_R$ 은 외부에 별도로 추가하지 않고, 변압기 내부의 누설 인덕터만으로 구성하였고, 공진 커패시터  $C_R$ 은 스위치로 사용된 MOS FET와 병렬로 필요한 커패시터를 추가하였다. 표 2에는 실험회로에서 사용된 컨버터의 전기적 특성을 나타내었다. 정격입력전압은 24V, 출력전압은 12V, 출력은 12W, 스위칭 주파수는 최대 2.2MHz이다. 일반적으로 전압 공진형 컨버터는 고주파 동작에 적합하지만, 동작 가능한 부하 범위가 다음 식과 같이 제한을 받는 단점이 있다<sup>[8,9]</sup>.

$$M \geq N r \tag{4}$$

단,  $N$ 은 변압기의 1,2차간의 권선비,  $M$ 은 입력출력전압비,  $Z_N$ 은 특성임피던스,  $r$ 은 정규화된 부하저항을 각각 나타내며 다음과 같이 정의된다.

즉,  $M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$ ,  $Z_N = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} [\Omega]$ ,  $r = \frac{R_L}{Z_N}$ 이다.

또한 회로의 출력전압이 입력전압과 출력전류에 대해 안정되기 위해서는 스위칭 주파수  $f_s$ 가 식 (5)와 같이 가변 되어야 한다.

$$f_s = \frac{2\pi f_R (1 - NM)}{\left[ \alpha + \frac{Nr}{2M} + \frac{M}{Nr} (1 - \cos \alpha) \right]} [Hz] \tag{5}$$

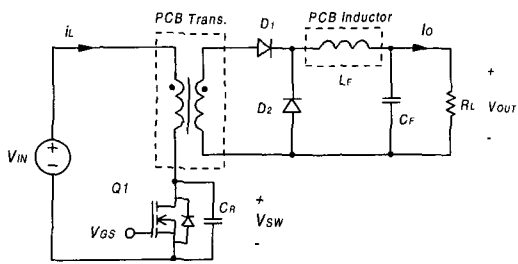


그림 6. PCB 변압기 와 인덕터를 이용한 ZVS Forward 컨버터

Fig. 6. ZVS Forward converter using PCB transformer and inductor.

이때  $f_R$ 은 공진 주파수이며,  $\alpha$ 는 공진 각을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$\text{즉, } f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R C_R}} [Hz], \quad \alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{Nr}{M}\right) \tag{211}$$

이다. 따라서 본 논문에서는 ZVS Forward DC-DC 컨버터의 출력전압 제어를 위해서 대표적인 전압 공진형 주파수 제어 IC인 Motorola의 MC34067을 사용하였다.

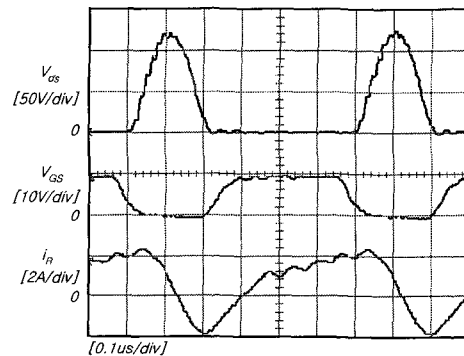
표 2. 실험 컨버터의 전기적 특성  
Table 2. Electrical characteristics of experimental converter.

| 항 목     | 값       | 단 위 | 비고       |
|---------|---------|-----|----------|
| 입력전압 범위 | 22-26   | V   | 24V 정격입력 |
| 출력전압    | 12.0    | V   | 오차 1% 이내 |
| 출력전류 범위 | 0.2-1.0 | A   |          |
| 최대전력    | 12      | W   |          |
| 스위칭 주파수 | 1.5-2.2 | MHz | 주파수가변방식  |

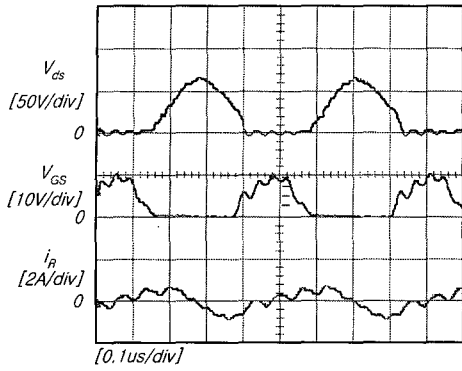
#### IV. 실험 결과

그림 7은 ZVS Forward DC-DC 컨버터에 대한 실험 파형을 나타낸 것이다. 이때 입력전압은 정격입력 24V이며, 출력전압은 12V이다. 그림 7의 (a), (b)는 각각 최대 부하 및 최소 부하 전류에서 관찰 된 컨버터의 주요 파형이다.

그림의 위에서부터 스위치 전압, 게이트 전압, 변압기 1차측 전류를 나타내고 있다. 그림 7 (a)에서 알 수 있듯이 컨버터가 최대 부하전류에서 동작하는 경우, 스위치 전압과 전류 파형은 정상적인 영전압 스위칭 동작을 하고 있으며, 이때 스위칭 주파수는 약 1.67MHz 이었다. 그림 7 (b)에서는 출력전류가 약 0.2A 상태에



(a)  $V_{IN}=24V$ ,  $V_{OUT}=12V$ ,  $I_o=1A$



(b) VIN=24V, VOUT=12V, Io=0.2A

그림 7. 실험파형  
Fig. 7. Experimental Waveforms.

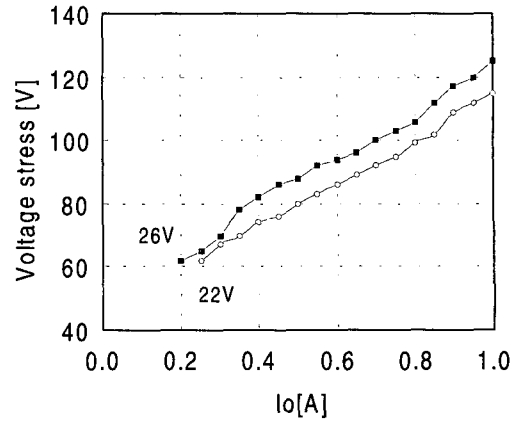
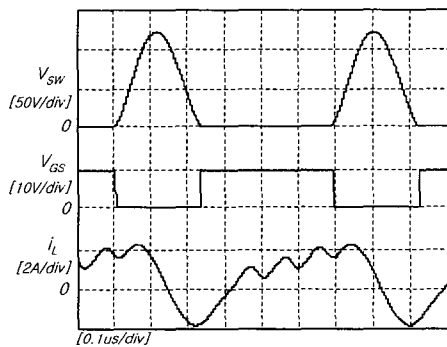
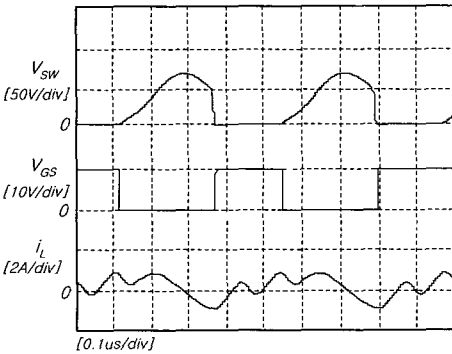


그림 9. 스위치 전압 스트레스  
Fig. 9. Voltage stress of switch.



(a) VIN=24V, VOUT=12V, Io=1A



(b) VIN=24V, VOUT=12V, Io=0.2A

그림 8. 시뮬레이션 파형  
Fig. 8. Simulation Waveforms.

서 동작하는 경우이며, 이때 스위칭 주파수는 약 2.20MHz이었다. 그림에서 스위치의 전압이 걸려있는 상태에서 턴-온 된다는 것을 알 수 있으며, 이것은 식 (4)으로부터 알 수 있듯이 낮은 부하에서는 영전압 스위칭 조건이 성립하지 않기 때문이다.

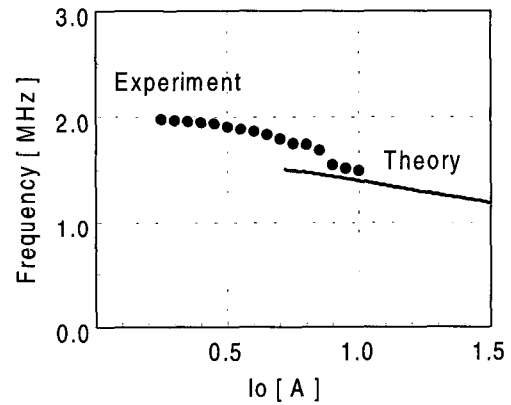


그림 10. 부하전류와 스위칭 주파수  
Fig. 10. Load current and switching frequency.

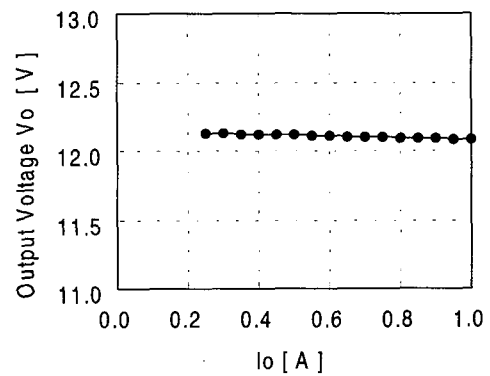


그림 11. 출력전압  
Fig. 11. Output voltage.

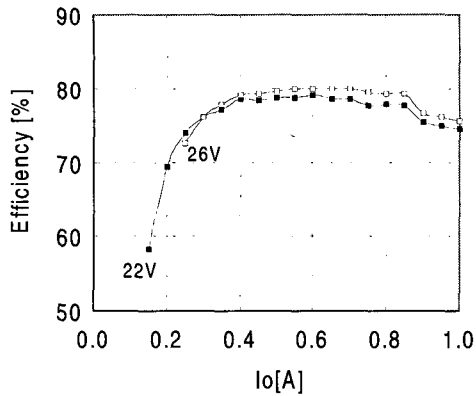


그림 12. 전력변환효율

Fig. 12. Power conversion efficiency.

그림 8은 그림 7과 동일한 조건에서 시뮬레이션 한 결과 파형이다. 이때 시뮬레이션은 PSpice 8.0을 사용하였고, 변압기의 특성 값은 그림 5의 등가회로와 표 1의 파라미터를 이용하였다. 그림으로부터 스위치의 전압과 전류가 실험 파형과 거의 일치하고 있음을 알 수 있다. 이것은 시뮬레이션에서 사용된 PCB 변압기의 등가회로 및 파라미터가 비교적 정확하게 모델링 되었다는 것을 의미한다. 그림 9는 실험 회로의 스위치에 걸리는 전압 스트레스를 측정된 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 스위치의 전압 스트레스는 부하전류와 비례하고 있으며, 최소 약 60V에서 최대 약 125V까지 변화한다는 것을 알 수 있다. 그림 10은 출력전압이 12V로 안정될 때 측정된 스위칭 주파수이다. 그림에서 각 점은 실험 회로의 측정값이며, 실선은 식 (5)에서 계산된 이론값이다. 이때 이론값이 실험 값에 비해 최소부하 범위가 작다는 것을 알 수 있으며, 이것은 낮은 부하에서 나타나는 비 영전압 스위칭 조건에서도 실험 값을 측정하였기 때문이라고 판단된다. 그림 11은 실험회로에 제어 회로를 추가하여 출력전압을 안정화 시켰을 때, 측정된 출력전압을 나타낸 것이며, 그림으로부터 정상상태 출력전압은 전체 동작 범위 내에서 약 0.7% 이내에서 안정되고 있다는 것을 알 수 있다. 그림 12는 PCB 변압기를 이용한 컨버터의 전력변환 효율을 측정된 결과이다. 동작 범위 내에서 최저 70%, 최대 80%의 효율을 나타내었다.

## V. 결 론

본 논문에서는 코어 없는 PCB 변압기 와 인덕터를

DC-DC 컨버터에 적용시킨 실험 결과 및 실용 가능성에 대해 기술하였다. 회로방식은 안정성이 우수하고, 고주파 스위칭에 적합한 ZVS Forward DC-DC 컨버터를 사용하였으며, 특히 컨버터의 출력 필터로 사용되고 있는 평활 인덕터도 코어를 사용하지 않고 PCB 패턴만으로 구성하였기 때문에 결과적으로 회로 내부에 자성 코어를 전혀 사용하지 않았다. 실험 컨버터의 최대출력은 12W, 최대 스위칭주파수는 2.2MHz, 정격 입력전압은 24V이었고, 실험 결과는 다음과 같이 요약하였다.

- (1) 코어 없는 PCB 변압기 및 인덕터를 이용한 ZVS Forward DC-DC 컨버터는 주어진 동작범위에서 정상적인 회로 동작을 하고 있으며, 최저 70% 이상 최대 약 80%의 전력변환 효율을 나타냄으로서 PCB 변압기 및 인덕터의 실용 가능성이 있다고 판단된다.
- (2) 실험회로의 실험 파형과 시뮬레이션 파형이 거의 일치하였고, 따라서 PCB 변압기의 등가회로 및 파라미터가 비교적 정확하게 모델링 되었다는 것을 알 수 있었다.
- (3) 코어를 사용하지 않는 PCB 변압기의 경우 1, 2차 절연 내압이 약 15kV 이상으로 높고, 전원회로 내에 코어를 사용하지 않기 때문에 전원의 두께를 충분히 낮출 수 있으며, 따라서 초박형 전원장치 등에 이용될 수 있을 것으로 판단된다.
- (4) 본 논문에서 사용된 PCB 변압기는 코어를 사용하지 않기 때문에 주변의 기기에 나쁜 영향을 미치는 누설자속이 많고, 따라서 결합계수가 낮아지는 단점이 있다. 향후 개선 시켜야 할 연구 과제라고 생각된다.

## 참 고 문 헌

- [1] A. M. Niknejad, R. G. Meyer, "Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF IC's", IEEE Journal of Solid-state circuits, vol. 33, no. 10., pp. 1470-1481, October 1998.
- [2] H. J. Ryu, S. H. Han, H. J. Kim, "Characteristics of twin spiral type thin film inductor with Fe-based nano crystalline core", IEEE Trans. Magnetics, vol. 35, no. 5., pp. 3568-3570, September 1999.
- [3] J. M. Lopera, M. J. Prieto, A. M. Pernía, F.

- Nuño, M. J. Graaf, J. W. Waanders, and A. Barcia, "Design of integrated magnetic elements using thick-film technology", IEEE Trans. Power electron., vol. 14, no. 3, pp. 408-413, May 1999.
- [4] S. C. Tang, S. Y. R. Hui and H. Chung, "Coreless printed circuit board (PCB) transformers with multiple secondary windings for complementary gate drive circuits", IEEE Trans. Power electron., vol. 14, no. 3, pp. 431-437, May 1999.
- [5] S. C. Tang, S. Y. R. Hui and H. Chung, "Characterization of coreless printed circuit board (PCB) transformers", IEEE Trans. Power electron., vol. 15, no. 6, pp. 1275-1282, November 2000.
- [6] S. C. Tang, S. Y. R. Hui and H. Chung, "A low-profile power converter using printed circuit board(PCB) power transformer shielded with ferrite polymer composite", IEEE PESC'00, Galway, Ireland, pp. 1279-1284, June 2000.
- [7] 황선민, 안태영, 최병조 "코어 없는 PCB 변압기를 이용한 DC-DC 컨버터" 대한전자공학회 하계종합학술대회, 2000년 7월
- [8] K. H. Liu, F. C. Lee, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", IEEE PESC'86, pp.58-70, June 1986.
- [9] T. Ninomiya, M. Nakahara, T. Higashi and K. Harada, "A unified analysis of resonant converters", IEEE Trans. Power electron., vol. 6, no. 2, pp. 260-270, April 1991.

## 저 자 소 개



黃善敏(學生會員)

1973년 9월 5일생. 2000년 : 청주대학교 전·정·반공학부 학사. 2001년 현재 : 동 대학원 석사과정. <주관심분야> SMPS, DC-DC 컨버터의 소형 및 경량화 설계 등



安泰榮(正會員)

1984년 : 한양대학교 전자공학과 학사. 1990년 : 동 대학원 전기공학과 석사. 1994년 :九州대학교 대학원 전자공학과 박사. 1995년 : 일본 세이코 전기 연구원. 1996년 : 삼성전자 반도체 선임연구원. 1997년~현재 : 청주대학교 첨단공학부 조교수. <주관심분야> 고효율 및 초박형 전원장치의 설계임