

Flat Transformer를 적용한 고밀도 전원장치 설계

柳明孝[†], 白周元*, 金鍾賢*, 俞東旭**, 金鍾洙**

Design of the High Density Power Supply with Flat Transformer

M.H. Ryu, J.W. Baek, J.H. Kim, D.W. Yoo, and J.S. Kim

요 약

본 논문에서는 중·대용량 고밀도 전원 장치에 적합한 플랫 트랜스포머(Flat Transformer)를 사용하여 다양한 출력의 DC/DC 변환장치를 설계하는 방법을 제시하였다. 플랫 트랜스포머 모듈은 다수의 트랜스포머를 병렬로 구성하여 제작하고, 이차 권선이 항상 1턴으로 구성되므로 기존의 트랜스포머에 비해 누설 인덕턴스가 크게 감소하게 되어 고주파 스위칭에 적합한 형태를 가지고 있다. 본 논문에서는 플랫 트랜스포머의 성능을 증명하기 위하여 750W급 AC/DC 변환기를 구성하여 다양한 출력을 갖는 전원 장치를 제작/실험하였다.

ABSTRACT

This paper presents the design method of the DC/DC converter using flat transformer which is suitable for medium or large capacity and high density power supply. Flat transformer module is composed and manufactured of multi-transformers in parallel and has a number of parallel single turn secondary windings. Therefore, its leakage inductance is highly decreased and it is more suitable for high frequency operation than conventional one. In this paper, we manufactured and tested 750W AC/DC converter with variable output powers to verify the performance of the flat transformer.

Key Words : Flat Transformer, Leakage Inductance, High Density Power Supply, Half-bridge DC/DC Converter

1. 서 론

현재 산업분야에서는 공진회로, 소프트 스위칭 회로, 무손실 스너버 회로 적용을 통한 고효율화, 스위칭 주파수 증가를 통한 고집적화 및 소형화 기술에 대한 요구가 점점 증대되고 있다. 특히, 통신 분야와 컴퓨터, 네트워크 분야 등의 발전으로, 저전압/대전류 전원장치에 대한 관심이 증가하고 있으며, 이런 분야들은 전체

장치의 소형화 추세에 따라 전원장치 또한 소형화를 요구하고 있으므로, 고효율/고밀도의 전원 개발이 활발하게 진행되고 있다. 전원 장치의 전력 밀도를 높이기 위해서는 트랜스포머나 인덕터와 같은 자기 소자와 필터 커패시터의 크기를 충분히 작게 하여야 하며 이를 위해서는 고주파 스위칭이 필수적이다. 전원장치는 동작 주파수가 증가할수록 트랜스포머나 인덕터 등의 자기 소자와 필터 커패시터의 크기를 크게 감소시킬 수 있으나 스위치의 스위칭 손실과 자기 소자의 누설 인덕턴스에 의한 손실과 코어 손실이 증가하게 되어 각 부품의 온도 상승의 주요 원인이 된다.

고주파 스위칭에서 스위치의 손실을 줄이기 위해서는 영전압 스위칭(ZVS), 영전류 스위칭(ZCS), 또는 영전압/영전류 스위칭(ZVZCS)과 같은 소프트 스위칭 방

[†]교신저자 : 정희원, 한국전기연구원 전력전자연구그룹 연구원

E-mail : mhryu@keri.re.kr

*정희원, 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원

**정희원, 한국전기연구원 전력전자연구그룹 책임연구원

접수일자 : 2004. 10. 14 1차 심사 : 2004. 12. 13

2차 심사 : 2005. 2. 22 심사완료 : 2005. 3. 9

식을 채택함으로써 가능하다. 그러나 자기 소자의 손실을 줄이기 위해서는 기존의 트랜스포머를 사용하는 것으로는 충분하지 않으므로 플래너(planar) 트랜스포머, 피에조(piezo) 트랜스포머, 플랫 트랜스포머와 같은 특수한 용도로 제작된 트랜스포머가 요구되고 있다. 본 논문에서는 중·대용량에 사용 가능하고 고주파 스위칭에 적합한 플랫 트랜스포머를 적용하여 고밀도 전원장치를 구현하였다.

기존의 트랜스포머는 일차 권선과 이차 권선을 하나의 코어에 감아 권선의 수가 많아지므로 일·이차 누설 인덕턴스가 상당히 커지는 단점이 있다. 또한 하나의 트랜스포머를 사용하므로 부피가 커지고 열이 한 곳에 집중하는 현상(hot spot)을 피할 수 없다. 이에 비해 본 논문에서 사용한 플랫 트랜스포머는 여러 개의 트랜스포머를 병렬로 구성하여 사용하고, 일차 권선의 수가 작으므로 누설 인덕턴스가 크게 감소한다.

다음 수식 (1)은 트랜스포머의 권선 수에 따른 누설 인덕턴스에 대한 수식을 나타낸 것이다^[2].

$$L_{leakage} = \frac{0.4\pi N^2 A_e \mu}{l_e} \quad (1)$$

여기에서, N : 권선 수, A_e : 코어의 단면적(cm^2), μ : 공기 중에서 코어의 투자율, l_e : 자속의 평균 자로 길이(cm)이다.

스위치가 턴 오프할 때, 누설 인덕턴스에 저장되어 있던 에너지는 이차측으로 전달되지 못하고 방출하게 되며 이는 노이즈로서 나타난다. 이러한 노이즈는 특히 스위칭 소자의 커패시터와 결합하여 고주파의 ringing을 발생하고 이는 높은 오버슈트(스파이크)로 나타난다. 이러한 오버슈트의 크기는 누설인덕턴스와 전류의 시간변화율과의 곱에 비례하며 다음 수식 (2)와 같이 나타난다.

$$V_{spike} = L_{leakage} \frac{di}{dt} \quad (2)$$

수식 (1)과 (2)에서 누설 인덕턴스는 트랜스포머의 권선 수의 제곱에 비례하고, 노이즈 전압은 동일한 전류 변화에 대하여 누설 인덕턴스에 비례하는 것을 알 수 있다. 따라서 노이즈를 감소시키기 위해서는 누설 인덕턴스를 감소시키는 것이 가장 우선시되어야 하며 권선수를 최소화하는 것이 바람직하다.

2. 연구 내용

2.1 플랫 트랜스포머의 특징

다음 그림 1은 기존의 트랜스포머와 플랫 트랜스포머의 특성을 설명하기 위하여 나타낸 두 트랜스포머의 결선방법으로, 그림 1(a)는 기존 트랜스포머, 그림 1(b)는 플랫 트랜스포머의 결선도이다.

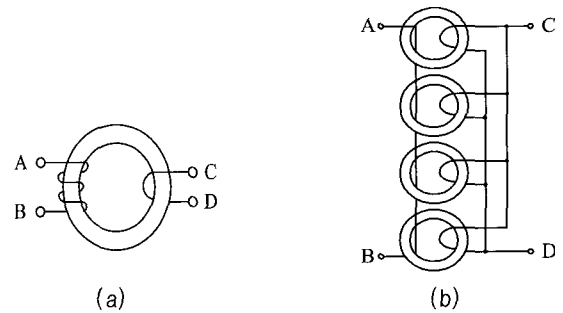


그림 1 (a) 기존 트랜스포머, (b) 플랫 트랜스포머
Fig. 1 (a) Conventional transformer and (b) Flat transformer

기존의 트랜스포머와 플랫 트랜스포머의 특징을 간략하게 비교하면 아래와 같다.

- 기존의 트랜스포머(그림 1(a))
 - 1개의 코어를 사용
 - 다수의 일차 권선 수
 - 높은 누설 인덕턴스
 - 낮은 고주파 특성
 - 부피가 크며, 패키지가 어렵다.
 - 열 집중(hot spot) 현상이 크다.
- 플랫 트랜스포머(그림 1(b))
 - 여러 개의 코어 사용
 - 소수의 일차 권선 수
 - 낮은 누설 인덕턴스
 - 높은 고주파 특성
 - Low Profile
 - 열 집중(hot spot) 현상이 적다.

플랫 트랜스포머의 이차 권선은 다음 그림 2(a)에서 보는 것과 같이 한 쌍의 금속판으로 구성되어 있으며, 사각의 페라이트 코어의 내부 표면에 부착된다. 그림 2(b)는 제작된 플랫 트랜스포머 코어 2조를 결합한 플랫 트랜스포머 모듈을 나타내고 있다. 2차 권선이 단 일 권선으로 구성되고, 일차권선이 코어 모듈을 통과

할 때 일차권선과 이차권선의 커플링은 매우 향상되어 누설인덕턴스 값이 아주 작다.

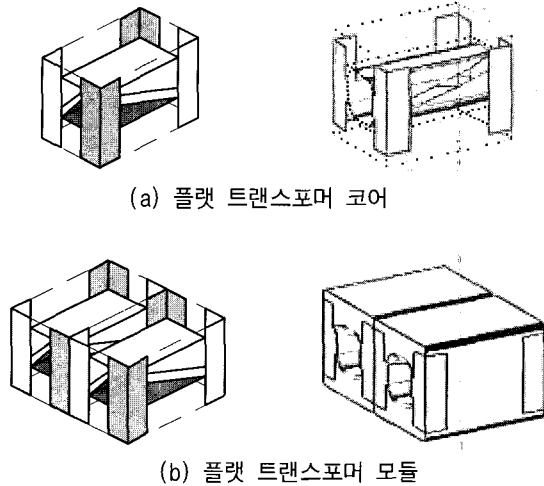


그림 2 플랫 트랜스포머의 외관
Fig. 2 Outline of the flat transformer

플랫 트랜스포머를 사용할 경우, 그림 2(b)와 같이 주로 모듈로 구성하여 사용하게 되고 일반 트랜스포머의 설계에서 적용하기 힘든 조합으로 구성이 가능하다. 하나의 플랫 트랜스포머는 페라이트 코어에 두 개의 4각형 모양을 가지는 이차권선이 내장되고, 각각의 코어를 통과하는 이차 권선은 코어의 반대편 끝이 같은 권선의 끝을 가지는 한 쌍의 동판으로 구성되어 있다(매트릭스 구조). 두 개의 코어가 연결되었을 때 이차 권선은 두 개의 코어를 연속적으로 통과하게 되고, 페라이트 코어의 내부표면에 부착되어 있다. 따라서 이차 권선에 의해 발산되는 열은 사각의 페라이트 코어의 얇은 벽을 통하여 외부로 발열할 수 있어 종래의 트랜스포머에서 일어나는 hot spot를 없애주며 고주파에서도 높은 전류 밀도로 동작가능하다.^[2]

2.2 플랫 트랜스포머의 이점

2.2.1 최소 내부 권선 커패시턴스

트랜스포머는 코어에 권선을 여러 층으로 감아 구성하므로, 트랜스포머의 권선이 다층으로 되어있을 때 권선 사이에 커패시턴스가 형성된다. 이 내부 권선 커패시터는 고주파에서 동작할 때, 빠른 시간률로 충·방전을 하게 되며, 커패시터를 충·방전하기 위해서는 일을 해주어야 하기 때문에 충·방전하는 주기 동안 에너지는 손실된다. 주어진 주기 동안 충·방전하는

주기가 많으면 많을수록 손실은 더욱더 증가하게 되므로 커패시턴스 값을 줄이는 것이 중요하다. 따라서 플랫 트랜스포머는 코어를 통과하는 권선의 수가 적어 누설인덕턴스가 적어지는 것은 물론, 내부 권선 커패시턴스 또한 다층의 권선으로 구성된 기존의 트랜스포머에 비해 적은 값을 가지게 된다.

2.2.2 양호한 전류분배

일반적인 트랜스포머는 하나의 트랜스포머에 다층의 권선을 감아 사용하므로 트랜스포머의 누설 인덕턴스가 증가하게 되고, 일·이차 커플링이 떨어지는 단점이 있다. 따라서 하나의 트랜스포머에 이차 측을 병렬로 사용할 경우, 각각의 커플링 계수가 달라 이차 측에 동일한 전류 분배가 이루어지지 않는다. 이를 보상하기 위하여 이차 측을 병렬로 구동하는 전원장치는 전류 분배를 위하여 회로를 추가하는 경우가 대부분이다.

그러나, 플랫 트랜스포머는 하나의 일차 권선에 여러 개의 트랜스포머를 병렬로 구성하고, 1턴으로 되어 있는 이차권선이 병렬로 구성되어 있다. 따라서 이차 권선이 동일한 일차 권선에 커플링 되므로 일·이차 커플링이 우수하며, 추가로 회로를 사용하지 않아도 동등하게 전류가 분배된다. 이런 특징은 정류기를 병렬로 사용하는 곳에서 더욱 더 큰 이점이 있다.

2.2.3 높은 효율

플랫 트랜스포머를 적용하게 되면, 누설 인덕턴스가 작아 스위칭 시간을 더 빠르게 할 수 있고, 손실이 작게 발생하여 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한, 플랫 트랜스포머의 설계는 일반적으로 일차권선과 이차 권선에 적은 턴 수를 사용하기 때문에 더 작은 권선손실이 생기며, 코어의 기하학적인 형태도 코어의 손실을 줄일 수 있다.

2.2.4 주변 소자의 가격 저감

누설 인덕턴스와 스위칭 손실이 작음에 따라, 주위 소자에 가해지는 스트레스는 감소되어 더 작은 정격을 가진 소자를 사용할 수 있어 주변 소자의 가격을 낮출 수 있다.

2.2.5 열 발산이 좋음

플랫 트랜스포머의 요소는 체적에 비해 표면적이 크고 매우 짧은 열 통로를 가지고 있으며, 일·이차 권선수가 아주 적다. 또한, 코어의 독특한 모양으로 코어 손실이 적고 뛰어난 열 발산이 있어 더 높은 자속밀도를 얻을 수 있다.

2.2.6 뛰어난 고주파 특성

전원장치의 주파수를 증가하게 되면, 스위치의 스위칭 손실, 자기 소자의 누설 인덕턴스에 의한 손실과 코어 손실이 증가하게 되어 각 부품의 온도 상승의 주요 원인이 된다. 그러나 플랫 트랜스포머는 누설 인덕턴스와 내부 권선 커패시턴스가 크게 줄어들어 고주파 스위칭에 의해 발생하는 손실을 줄일 수 있으며, 트랜스포머 1, 2차의 권선 수가 감소하여 권선 손실도 크게 줄어들게 된다.

2.2.7 작은 외형

플랫 트랜스포머에서 사용되는 코어는 매우 작고 평평한 면으로 배열될 수 있다. 사용되는 크기는 주로 8mm에서 25mm까지이다.

2.3 DC/DC 컨버터 설계

플랫 트랜스포머 모듈을 제작할 때, 이차 권선이 항상 센터 탭을 가지는 구조로 구성되기 때문에 풀 브리지 컨버터, 하프 브리지 컨버터, 푸쉬 풀 컨버터 토폴로지 등에 적용가능하다. 본 연구에서는 개발하고자 하는 전원장치의 용량을 고려하여 하프 브리지 컨버터를 채택하였다.

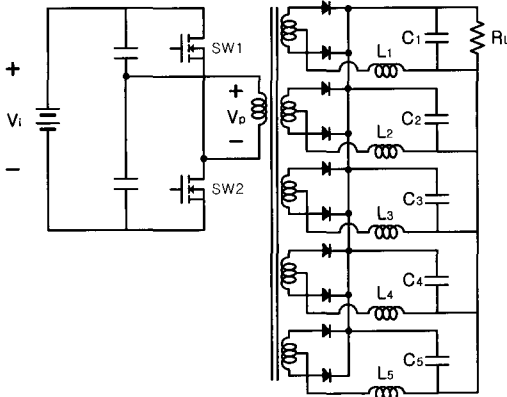


그림 3 하프 브리지 컨버터
Fig. 3 Half-bridge converter

그림 3은 플랫 트랜스포머 모듈 5개를 적용한 하프 브리지 컨버터를 나타내고 있다. 그림을 통하여 하나의 일차 권선에 다섯 개의 이차 권선이 병렬로 구성된 것을 알 수 있다. 이차측 인덕터의 경우, 일반 하프 브리지 컨버터에서는 다이오드와 출력 커패시터의 +단자 사이에 위치되지만, 본 연구에서는 제작되어진 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈의 특성상 인덕터를 다이오

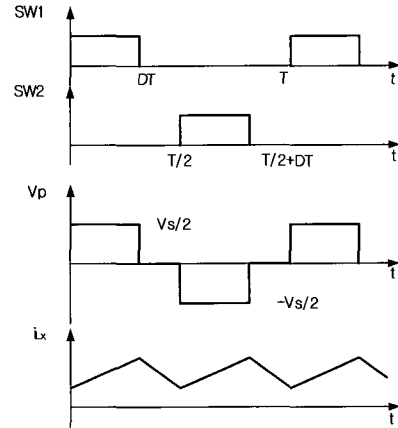


그림 4 하프 브리지 컨버터의 동작파형
Fig. 4 Waveform of the half-bridge converter

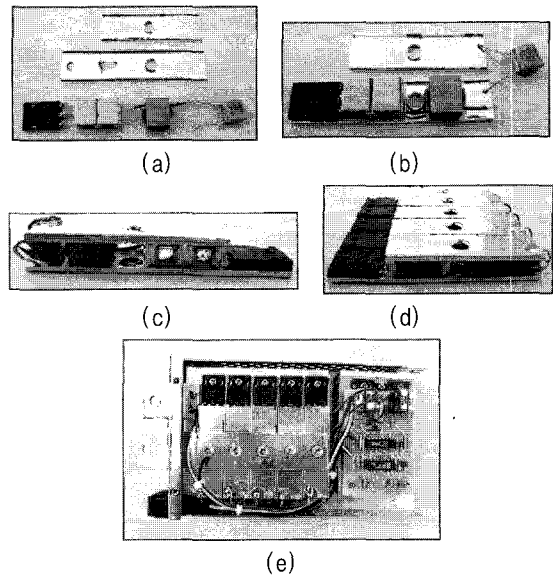


그림 5 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈 제작 과정
Fig. 5 Manufacture process of the Flat transformer-Inductor module

드와 직접 연결하기 어려우므로, 조립의 용이성을 위해서 트랜스포머 센터 탭과 접지(GND) 사이에 위치시켰다(그림 5 참조).

다음 그림 4는 일반적인 하프 브리지 컨버터의 동작 파형을 간략하게 나타내고 있다.

그림 5는 본 연구에서 적용한 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈의 제작과정을 간략하게 나타내었다. 먼저 플랫 트랜스포머에 2차측 권선을 매트릭스 구조로 권선한 다음, 트랜스포머 2조를 결합하여 플랫 트랜스포머

모듈을 제작한다(그림 2참조). 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈은 상, 하 방열판, 절연지, 쇼트키 다이오드, 플랫 트랜스포머 모듈, 인덕터와 출력 커패시터로 구성되어진다(그림 5(a)). 앞에서 설명하였듯이 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈을 제작할 때, 인덕터는 플랫 트랜스포머 모듈의 센터 탭과 접지 사이에 위치되어진다(그림 5(b)). 플랫 트랜스포머와 인덕터는 본 연구에서 직접 개발/제작하여 성능 검증 후에 적용하였다.

제작한 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈(그림 5(c))은 용량에 따라 다수의 모듈(그림 5(d))로 구성하여 적용할 수 있다. 본 연구에 적용한 DC/DC 컨버터는 트랜스포머 일차측 권선에 이차측이 5개 병렬로 구성되고, 인덕터와 커패시터도 또한 병렬로 구성되어 있다.

그림 5(e)는 전력부와 제어부가 결합된 완성된 전원 장치를 나타내고 있다.

다음은 본 논문에서 적용한 하프 브리지 컨버터의 설계 예를 나타내고 있다. 기본 사양은 아래와 같다.

- 출력 전압 $V_o = 5Vdc$
- 입력 전압 $V_i = 240\sim 380Vdc$
- 주파수 $f_s = 200kHz$ 이상
- 모듈 수 $M = 5$ 개
- 출력 $P_{out} = 500W$

2.4 플랫 트랜스포머 설계^[2]

출력 다이오드 전압 강하를 약 1Vdc라고 가정하면, 출력 전압 $V_o = 6Vdc$ 이다. 최소 입력 전압 $V_{imin} = 240Vdc$, 최대 입력 전압 $V_{imax} = 380Vdc$ 이다.

하프 브리지 컨버터에서, 트랜스포머 일차측에 걸리는 전압은 입력 전압의 1/2이므로 $V_p = V_i/2$ 이다. 이때 최소 전압에서의 최대 시비율 D_H 는 아래 수식 (3)과 같이 나타난다.

$$\frac{V_o}{V_{imin}/2} = n D_H \tag{3}$$

여기에서, 최대 시비율을 0.8이라고 가정하면, 권선비 $n = 1/16$ 이다. 권선비 n 은 아래 수식 (4)와 같다.

$$n = \frac{1}{M \cdot N} \tag{4}$$

여기에서, 모듈 수 $M = 5$ 이고, N 은 일차측 권선 수로써 항상 정수값을 가지므로 $N = 3$ 으로 결정할 수 있다. 따라서 권선비 $n = 1/15$ 이고, 이때 최대 시비율

은 0.75로 결정할 수 있다. 또한 최대 입력 전압에서의 최대 시비율 D_L 은 수식 (3)을 참조하여 구하면 0.4이다.

트랜스포머 일차측 자화 인덕턴스 값과 이차측 인덕턴스 값은 $M = 5, N = 3$ 이므로 아래 수식 (5)와 (6)과 같이 나타난다.

$$L_{MP} = N^2 \times M \times 6.8 = 306\mu H \tag{5}$$

$$L_{MS} = 6.8\mu H \tag{6}$$

트랜스포머 일차측에 흐르는 전류 I_p 는 수식 (7)과 같다.

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_p} \tag{7}$$

여기에서, 입력 $P_{in} = P_{out} \times 1.2 = 600W$ 이고, 트랜스포머 일차측의 입력 전압 $V_p = V_o \times n = 90V$ 이다. 따라서 $I_p = 600/90 = 6.67A$ 이다.

일반적인 트랜스포머 설계에서 권선의 굵기는 주변 환경에 따라 mm^2 에 1~4A의 전류가 흐를 수 있다. 그러나 플랫 트랜스포머는 권선이 짧고, 턴 수가 적어 권선의 손실이 적으므로 mm^2 에 최대 20A까지 전류가 흐를 수 있다. 본 연구에서는 권선에 흐르는 전류의 충분한 여유를 생각하여 지름 1mm($0.785mm^2$)의 3중 절연 와이어(triple insulated wire) 또는 테플론 와이어(Teflon wire)를 사용하였다.

각 모듈에 발생하는 누설 인덕턴스는 턴 제곱에 약 4nH이고, 전체 누설 인덕턴스는 아래 수식과 같다.

$$L_{leakage} = 4 \times n^2 \times M = 180nH \tag{8}$$

2.5 출력 인덕터 설계^[2]

인덕터에 흐르는 전류가 불연속 모드와 연속 모드의 경계에서 동작하도록 인덕터에 필요로 하는 최소 인덕터는 아래 수식 (9)와 같다.

$$L_{min} = \frac{R_{max} T(1 - D_L)}{2} \tag{9}$$

출력에 흐르는 최대 전류 $I_o = 100A$ 이고 각각의 모듈에 흐르는 전류는 $I_{ox} = 100/5 = 20A$ 이다. 본 연구에서는 20A의 DC 바이어스에서 약 1.4uH의 인덕턴스를 가지는 인덕터를 5개의 모듈에 병렬로 구성하였으므로 전체 인덕턴스 $L = 1.4/5 = 0.28\mu H$ 이다. 따라

서 전체 부하의 약 20% 부하에서 경계모드로 동작하도록 설계할 경우, 수식 (9)를 적용하면 인덕터에서의 동작 주파수는 약 400kHz, 즉 스위치에서의 동작 주파수는 약 200kHz이다.

2.6 출력 커패시터 설계

출력 리플전압을 고려하여 커패시터를 설계하면 다음과 같이 나타난다.

$$C = \frac{V_o T^2 (1 - D_L)}{8 L \Delta V_o} = \frac{T^2 (1 - D_L)}{8 L} \cdot \frac{V_o}{\Delta V_o} \quad (10)$$

리플전압을 50mV이하로 제한하고자 한다면 C의 최소값은 167uF가 된다. ESR과 노이즈 성분 등을 고려하여 최종적으로 C의 값은 470uF를 사용하였다.

2.7 스위치 및 다이오드 선정

본 논문에서 적용한 하프 브리지 DC/DC 컨버터의 스위칭 주파수는 200kHz 이상에서 동작하도록 설계하였으므로, 턴 온/오프 시간이 빠르고, 소자의 기생 커패시터 성분이 적은 MOSFET와 순방향 전압 강하가 적고, 역회복 특성이 빠른 쇼트키 다이오드를 선정하여야만 한다.

입력 전압이 240~380V이므로 스위칭 노이즈를 감안하여 500V 이상의 스위치를 선정하였다. 출력이 500W이므로 효율을 80%라고 가정하면, 입력은 약 625W이며, 최소 입력 전압 240V에서 입력 측에 흐르는 평균 전류는 약 5.2A(=625/120)이다. 최소 입력 전압에서 최대 듀티는 약 0.8이므로 최대 전류는 약 6.5A이다. 따라서 적용 가능한 스위치는 500V 이상, 6.5A 이상의 정격을 가져야하며, 냉각 방식과 방열 조건에 따라 약 200% 이상의 전류 여유를 고려하여 500V 이상, 20A 이상의 스위치를 선택할 수 있다. 본 연구에서는 SIEMENS 사의 Cool MOS 타입인 SPW47N60C2 (600V, 47A, 0.07Ω)를 사용하였다.

최대 입력 전압 380V에서 일차측 트랜스포머에 유기되는 전압은 190V이다. 따라서 이차측 트랜스포머의 권선에 유기되는 전압은 약 13V(=190/15)이며 전체 유기 전압은 26V(센터 탭 구조)이다. 스위칭 노이즈를 고려하게 되면 전압 정격은 40V이상이어야 한다. 최대 출력 500W에서 흐르는 최대 출력 전류는 100A(=500/5)이며, 5개의 모듈을 사용하였으므로 각 모듈당 흐르는 출력 전류는 20A(=100/5)이다. 두개의 다이오드에 흐르는 각각의 평균 전류는 10A(=20/2)이므로, 적용 가능한 다이오드는 40V 이상, 10A 이상의 정격

을 가져야만 한다. 본 연구에서는 IR 사의 쇼트키 다이오드 MBR6045WT (45V/60A)를 사용하였다.

3. 실험 결과

개발한 플랫 트랜스포머-인덕터 모듈을 적용한 전원장치의 특성을 검증하기 위하여 750W(5V/150A)급 하프 브리지 DC/DC 컨버터를 설계/제작하여 실험하였다. 또한, DC/DC 컨버터의 입력 전압을 얻기 위하여 DCM/CCM 경계모드에서 동작하는 역률 보상 AC/DC 컨버터를 제작하였으며, 역률보상회로의 출력 전압은 입력 전압 110~220Vac에서 240~380Vdc의 전압을 제어하도록 설계하였다.

표 1은 제작한 컨버터에 사용된 파라메타를 나타내고 있다. DC/DC 컨버터의 동작 주파수는 200kHz이다.

그림 6은 본 연구에서 제작한 역률보상 승압형 컨버터, 하프 브리지 DC/DC 컨버터 및 전체 시스템의 실험 사진을 나타내고 있다. 전원 장치의 온도 측정을 위하여 DR130 타점 온도계를 사용하였으며, 입·출력 및 효율 측정을 위하여 PM3000 Power Analyzer를 사용하였다. 부하는 부하 특성 테스트를 용이하게 하기 위하여 능동부하를 사용하였다.

표 1 DC/DC 컨버터의 파라메타
Table 1 Parameters of the DC/DC converter

	하프 브리지 DC/DC 컨버터
입력 전압	240Vdc ~ 380Vdc
출력 전압	5Vdc
출력	0 ~ 750W(150A)
스위치 (MOSFET)	SPW47N60C2(SIEMENS)
다이오드 (Schottky Diode)	MBR6045WT(IR)
인덕터	0.28uH(at 20A DC Bias)
커패시터	470uF(고주파 커패시터)

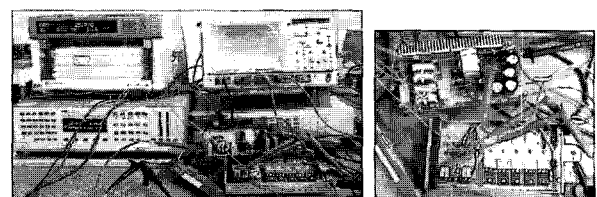


그림 6 전체 시스템
Fig. 6 Overall System

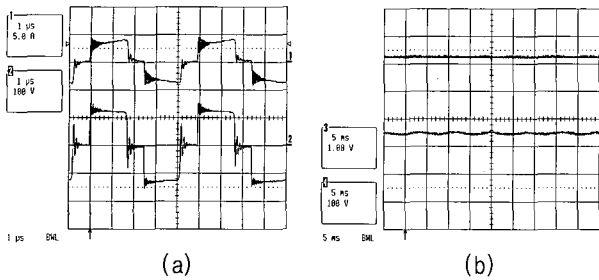


그림 7 DC/DC 컨버터 동작 파형(240Vdc/250W)
 (a) 트랜스포머 일차측 전압, 전류
 (b) 입력 전압, 출력 전압

Fig. 7 Operational waveform of the DC/DC converter (240Vdc/250W)
 (a) Primary voltage and current of the transformer
 (b) Input voltage and output voltage

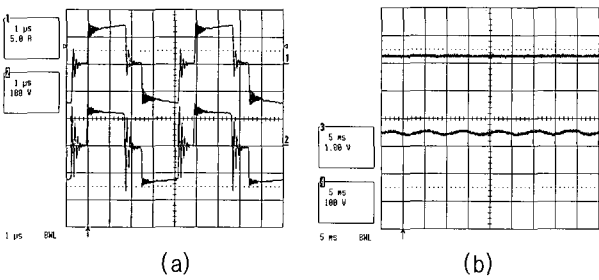


그림 8 DC/DC 컨버터 동작 파형(240Vdc/500W)
 (a) 트랜스포머 일차측 전압, 전류
 (b) 입력 전압, 출력 전압

Fig. 8 Operational waveform of the DC/DC converter (240Vdc/500W)
 (a) Primary voltage and current of the transformer
 (b) Input voltage and output voltage

그림 7은 입력 전압 240Vdc, 출력 250W 부하에서 측정된 하프 브리지 DC/DC 컨버터의 트랜스포머 일차측 출력 전압, 전류, 입력 전압 및 출력 전압을 나타내고 있고, 그림 8은 입력 전압 240Vdc, 출력 500W 부하에서 측정된 하프 브리지 DC/DC 컨버터의 트랜스포머 일차측 출력 전압, 전류, 입력 전압 및 출력 전압을 나타내고 있다. 그림을 통하여 입력 전압은 240Vdc에서 120Hz 리플을 가지고 있지만, 출력 전압은 5.2V로 안정되게 제어가 되고 있는 것을 알 수 있으며, 이때의 스위칭 주파수는 약 200kHz이다.

그림 9는 입력 전압 240Vdc, 출력 250W와 500W의 부하에서 측정된 출력 전압의 노이즈와 리플 파형을 나타내고 있다. 노이즈를 제외하면 리플은 아주 작으며 전 부하에서 노이즈와 리플 전압은 약 100mV이다.

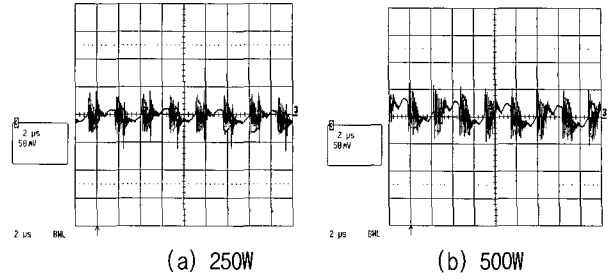


그림 9 출력 전압의 노이즈와 리플 파형
 Fig. 9 Noise and ripple waveform of the output voltage

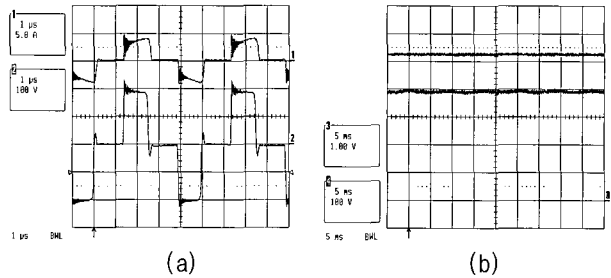


그림 10 DC/DC 컨버터 동작 파형(380Vdc/250W)
 (a) 트랜스포머 일차측 전압, 전류
 (b) 입력 전압, 출력 전압

Fig. 10 Operational waveform of the DC/DC converter (380Vdc/250W)
 (a) Primary voltage and current of the transformer
 (b) Input voltage and output voltage

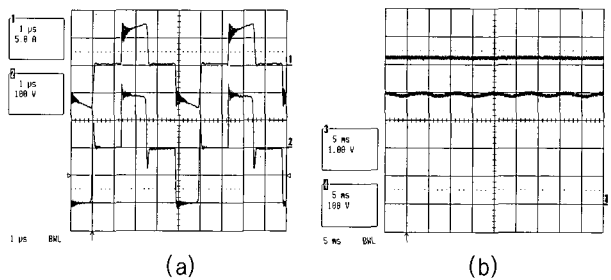


그림 11 DC/DC 컨버터 동작 파형(380Vdc/500W)
 (a) 트랜스포머 일차측 전압, 전류
 (b) 입력 전압, 출력 전압

Fig. 11 Operational waveform of the DC/DC converter (380Vdc/500W)
 (a) Primary voltage and current of the transformer
 (b) Input voltage and output voltage

그림 10은 입력 전압 380Vdc, 출력 250W 부하에서 측정된 하프 브리지 DC/DC 컨버터의 트랜스포머 일차측 출력 전압, 전류, 입력 전압 및 출력 전압을 나타

내고 있고, 그림 11은 입력 전압 380Vdc, 출력 500W 부하에서 측정된 하프 브리지 DC/DC 컨버터의 트랜스포머 일차측 출력 전압, 전류, 입력 전압 및 출력 전압을 나타내고 있다. 그림을 통하여 입력 전압은 380Vdc에서 120Hz 리플을 가지고 있지만, 출력 전압은 또한 안정되게 제어가 되고 있는 것을 알고 있다. 또한 그림 7, 8과 비교하여 입력 전압이 240V에서 380V로 증가하였기 때문에 스위치가 온되는 듀티비가 감소하게 된다.

실험을 통한 측정 결과 입력 전압 220Vac, 최대 부하에서 역률 보상 승압형 컨버터의 효율은 약 97%, 역률은 0.99이며 하프 브리지 DC/DC 컨버터 효율은 약 83%이다. 따라서 시스템 전체의 효율은 최대 부하에서 약 80%정도이다. 출력 전압이 5V이고 스위칭 스트레스를 감소시키기 위해서 단순히 R, C 스너버를 사용했기 때문에, 전체적인 효율은 상대적으로 낮은 것을 알 수 있다. 출력 전압을 증가시키거나 소프트 스위칭 방식을 적용하게 되면 효율은 더욱 향상될 것이다.

4. 결 론

본 논문에서는 고밀도 전원장치에 적합한 플랫트랜스포머를 적용하여 다양한 출력을 갖는 DC/DC 컨버터를 제작/실험하였다. 플랫 트랜스포머의 특성을 분석함으로써 기존의 일반 트랜스포머에 비해 누설 인덕턴스, 내부 권선 커패시턴스 등이 감소하는 이유를 확인할 수 있었고, 플랫 트랜스포머를 적용한 DC/DC 컨버터의 설계 방법을 또한 설명하였다. 제작한 DC/DC 컨버터는 플랫 트랜스포머를 적용하기에 적합하고, 전원용량을 고려하여 하프 브리지 컨버터 방식을 적용하였다. 플랫 트랜스포머의 특성을 검증하기 위하여 750W급 DC/DC 컨버터를 제작하였으며, 다양한 실험을 통하여 안정된 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Edward Herbert, "Design and Application of Matrix Transformers and Symmetrical Converters", *Fifth International High Frequency Power Conversion Conference '90*, Santa Clara, California, May 11, 1990.
- [2] James L. Lau, K. Kit. Sum and K. Baker, "Transformer-Inductor Module For Half Bridge, Full Bridge and Push Pull Circuits", *Flat Transformer Technology Corp. Application Note AN01*.
- [3] Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, "Current Waveform Distortion Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conf.(PESC) Record*, pp.825-829, June, 1989.
- [4] James L. Lau and K. Kit Sum, "Flat Transformer Power Converter for Low Voltage, High Current Application", *Flat Transformer Technology Corp. Technical Paper*.
- [5] Ray Ridley, "Power Supply Design Course", *2001 Atlanta Design Workshop*, October, 2001.
- [6] James L. Lau and Edward Herbert, "Techniques For Overcoming Leakage Inductance And Heat Dissipation In High Frequency Transformer Design In Today's Power Converters", *Power Conversion Proceedings*, June, 1997.
- [7] 공은수, 김은수, 양승철, 김종무, 신병철, "직·병렬 공진형 컨버터를 이용한 비접촉 전원". *전력전자학회 논문지*, 제9권, 제5호, 2004년 10월.
- [8] 이정민, 이석, 이정락, 목형수, "압전변압기를 이용한 소형·고효율 AC/DC 컨버터의 특성에 관한 연구", *전력전자학회 논문지*, 제9권 제2호, 2004년 4월.
- [9] 최선호, 박진영, 김은수, "300W 평면 변압기 적용 파워트랜스 컨버터", *전력전자학회 논문지*, 제9권, 제6호, 2004년 12월.

저 자 소 개



류명효(柳明孝)

1972년 4월 21일생. 1997년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~2002년 삼성전기 근무. 현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 연구원.



백주원(白周元)

1967년 1월 2일생. 1990년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원.



김종현(金鍾賢)

1968년 4월 18일생. 1987년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1994년 포항공과대 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(공학박). 1998년~2002년 삼성전기 근무. 현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원.



유동욱(兪東旭)

1959년 11월 3일생. 1983년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 성균관대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 책임연구원.



김종수(金鍾洙)

1959년 12월 26일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2003년~2004년 Texas Tech Univ. Post Doc. 현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 그룹장(책임연구원).