論 文
52B-9-7

개방형 고밀도 스위칭 컨버터의 개발

Development of An Open Frame Type High Power Density Switching Converter

吳 龍 繩* · 金 熙 峻**
(Yong-Seung Oh · Hee-Jun Kim)

Abstract - This paper describes the development of an open frame type high power density switching converter. It is based on the active clamp forward converter with synchronous rectifier, and packaged by using the open frame and multi-layer printed circuit board (PCB) technology to achieve the higher power density. Furthermore, the windings of transformer and inductor are also realized by multi-layer PCB so that it also contributes to achieve higher power density. Through the experiment on the proto-type converter of 50[W], it is confirmed that power density of 50[W/in^3] and maximum efficiency of over 91[%] are obtained.

Key Words : open frame type high power density switching converter, active clamp forward converter, multi-layer PCB.

1. 서 론

최근 정보·전자 산업의 디지털 전자 기기에는 시스템의 전자 회로부에 안정적인 직류 전력을 공급하는 전원부가 반드시 필요하며 이 전원부에는 필수적으로 스위칭 컨버터 기술이 사용되고 있다. 그러나 집적 회로 기술의 발전에 수반하여 눈부시게 빠른 속도로 소형·경량화 되고 있는 시스템 부분과는 달리 스위칭 컨버터의 전원 부는 전력용 반도체 소자, 자성 소자와 용량성 소자 등의 존재로 인하여 기대하는 만큼의 소형·경량화가 이루어지지 못하고 있는 실정이다. 따라서 정보·전자 산업 기기의 소형·경량화를 달성하기 위해서는 우선 스위칭 컨버터의 소형화 문제의 해결이 필수적이라고 할 수 있으며, 이를 위해서는 고주파의 스위칭 주파수로 동작하면서 전력 손실을 최소화 할 수 있는 공진형 및 소프트 스위칭 컨버터 방식 등의 회로 기술과 최소화된 전력 손실분을 최소의 공간에서 적절하게 분산할 수 있는 최신의 실장 기술을 적용한 고밀도 스위칭 컨버터 기술이 필요하다.[1]

최신의 실장 기술을 대표하는 한 예로서 금속 기판에 의한 실장 법을 들 수 있다. 이 실정법은 컨버터 회로의 프린트 기판(PCB)과 Al금속 기판을 수 [μm]의 접착성 절연 sheet를 사이에 두고 접착시킨 형태로 되어 있는 데 이 때 금속 기판은 주로 회로의 발열 부품의 방열 역할을 하게 된다. 금속 기판에 의한 실장 법은 현재 대부분의 고밀도 스위칭 컨버터의 실장에 이용되고 있지만 이 실장 법에도 몇 가지 문제점이 지적되고 있다. 첫째, 방열이 충분치 못한 경우 금속 기판에 방열 판을 추가로 접착시킴으로써 컨버터의 높이가 높아져서 시스템 함체 속의 시스템 카드의 수를 제한하게 된다. 둘째, 오프라인 방식의 컨버터의 경우 컨버터의 1,2차측 사이가 변압기로서 절연되고 있지만 접착성 절연 sheet를 통하여 서로 연결되고 있다. 따라서 이 절연 sheet가 동상 모드 잡음의 통로가 되어 잡음의 발생을 증가시킨다. 셋째, plastic 케이스로 완전히 외함 처리된 컨버터의 경우 강제 냉각(cooling)에 있어서 케이스 및 내부 충전 물질(filler)때문에 냉각 바람의 흐름이 원활하지 못하다.

이러한 문제점을 해결한 실장법으로서 최근 개방형(open frame type) 실장법이 새롭게 개발이 되어 선진국 등에서는 고밀도 스위칭 전원에 부분적으로 적용이 되고 있는 실정이다. 개방형 실장법은 금속 기판과 케이스를 완전히 제거시키고 저가인 에폭시 수지의 다층 PCB를 사용하고 있으며, 다층 기판 사이에는 얇은 열전도 동판을 삽입하여 방열의 역할을 하게끔 함과 동시에 인덕터 및 변압기의 권선을 다층 기판 자체의 PCB 패턴을 이용하는 내장형(embedded type)의 형태로 구현함으로써 박형의 특징을 갖는 저가의 고밀도 스위칭 컨버터를 실현하고 있다. 또한 회로적인 절연 뿐만 아니라 기판에서도 1,2차 측이 완전히 절연되고 있으므로 동상 모드 잡음의 전달 통로가 제거되어 잡음의 발생도 대폭 저감시키고 있다. 그리고 케이스를 완전히 제거시킴으로써 냉각 바람의 흐름도 매우 원활해진다는 특징도 갖게 된다.[2]

본 논문에서는 위에서 논의된 기술적인 내용을 토대로 하여 개방형 고밀도 스위칭 컨버터를 제작, 시험하여 그 결과를 보고하였다. 기본 회로 방식은 고주파 스위칭 및 고효율의 특징을 가지며 중전력 이하의 통신용 직류 전원에 가장 적합한 스위칭 컨버터의 하나로 주목 받고 있는 능동 클램프 포워드 컨버터를 선정하였다. 설계 사양으로는 50[W]의 출력 전력을 갖는 컨버터로서 8층의 다층 기판과 250[kHz]의 스위칭 주파수로 동작하도록 설계하였다. 또한 고효율을 달성하기 위하여 2차측 정류 회로는 동기 정류 방식을 이용하였으

* 準 會 員 : (株) 월링스 主任硏究員
** 正 會 員 : 漢陽大學校 電子컴퓨터工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 2003年 7月 10日
最終完了 : 2003年 8月 14日

며 사이즈는 통신용 스위칭 컨버터의 표준형 크기의 하나인 1/4 brick의 크기를 택하는 것으로 하였다.

2. 회로 방식 및 동작 원리

그림 1은 본 연구에서 주 회로로서 선정한 능동 클램프 포워드 컨버터의 회로도를 나타낸다. 능동 클램프 포워드 컨버터는 고주파 스위칭이 가능하고 고효율의 특징을 갖는 컨버터로서 중 전력 이하의 직류 안정화 전원으로서 가장 적합한 컨버터의 하나로 주목 받고 있다.[3] 이 컨버터는 능동 클램프 스위치와 클램프 커패시터로 구성되는 능동 클램프 회로를 이용하여 주 스위치의 전압 스트레스를 대폭 억제하고 있으며 또한 변압기의 축적 에너지를 능동 리셋시킴으로써 50[%]이상의 시비율에서도 동작이 가능해 진다.[3][4] 이로 인하여 능동 클램프 포워드 컨버터는 변화 폭이 광범위한 입력전압의 경우 혹은 상용전원을 입력으로 하는 경우에 있어서도 주스위치의 전압 스트레스를 어느 일정한 값으로 유지시킬 수 있다는 장점을 갖게 된다. 그림 1의 회로도에서 Q_1은 주스위치를 나타내며 능동 클램프 스위치 Q_2와 클램프 커패시터 C_C가 능동 클램프 회로를 구성하고 있다. N_1 및 N_2는 각각 변압기 T의 1, 2차측 권선을 나타낸다. 변압기 T의 2차 측에 있는 또 다른 두 MOSFET 스위치 Q_3 및 Q_4는 동기 정류 회로를 구성하며 컨버터의 효율을 향상시키기 위하여 다이오드에 의한 정류 회로를 대체하고 있다.

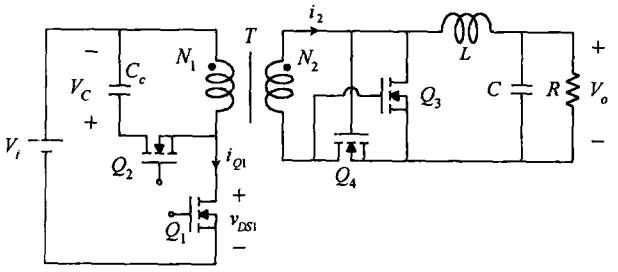


그림 1 능동 클램프 포워드 컨버터의 회로도
Fig. 1 Circuit diagram of active clamp forward converter

이 컨버터의 기본 동작을 살펴보면 우선 Q_1이 도통하면 입력으로부터 입력 전류가 변압기의 1차측 권선 N_1을 통하여 흐르게 되고 N_1에는 입력 전압이 걸리게 된다. 이와 동시에 변압기의 2차측으로는 1, 2차측 권선 비에 비례한 입력전류가 출력 측으로 흐르게 되며 인덕터 L에는 에너지가 축적된다. 다음 Q_1이 차단된 상태에서 Q_2가 도통하면 능동 클램프 회로가 동작하여 변압기의 축적 에너지를 능동 리셋시킴과 동시에 Q_1의 전압 스트레스를 클램프 커패시터 C_C 의 양단의 전압 V_C에 입력전압 V_i를 더한 값으로 클램프시킨다. 또한 출력 측 회로에서는 Q_4가 도통되면서 인덕터 L에 축적되었던 에너지를 출력 측으로 방출시킨다. 제안된 컨버터에 있어서 정상 상태의 입출력 전압비는 다음과 같이 구해진다.[4]

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} D \tag{1}$$

여기서 D는 Q_1의 도통 시비율을 나타낸다.

그림 2는 제안된 컨버터의 주요 부분의 파형을 나타낸다. 위로부터 주스위치 Q_1의 구동 파형 v_{gs1}, 능동 클램프 스위치 Q_2의 구동 파형 v_{gs2}, Q_1의 양단의 전압 파형 v_{DS1}, Q_1 전류 파형 i_{Q1}, 변압기의 2차 측 전류 파형 i_2 를 나타내고 있다. 여기서 i_{Q1} 는 변압기의 1차 측 전류 파형과 동일하다. 또한 두 스위치 Q_1 및 Q_2가 동시에 도통하는 arm short를 방지하기 위하여 두 스위치가 동시에 차단되는 데드 타임 t_{d1} 및 t_{d2}가 주어지고 있다.

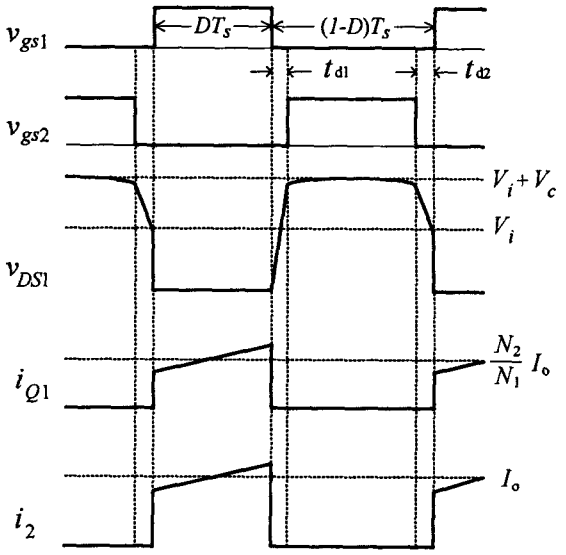


그림 2 능동클램프 포워드 컨버터의 주요파형
Fig. 2 Key waveforms of the active clamp forward converter

그림 2의 v_{DS1}의 파형으로부터, 전압 스트레스 $v_{DS1(max)}$는 V_i+V_C가 됨을 알 수 있으며, 이 때 클램프 커패시터 전압 V_C는 근사적으로 다음과 같이 주어진다.[4]

$$V_C \simeq \frac{D}{1-D} V_i \tag{2}$$

따라서 $v_{DS1(max)}$ 는 식(1) 및 (2)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{DS1(\max)} = \frac{V_i^2}{V_i - \frac{N_1}{N_2} V_O} \tag{3}$$

이 식으로부터 주 스위치 Q_1의 전압 스트레스는 입력 전압 V_i의 함수가 되고 있음을 알 수 있다. 일반적으로 스위치의 전압 스트레스와 스위치에서의 손실은 비례 관계에 있으므로 전압 스트레스를 최소화 하는 경우 컨버터의 효율 상승에 큰 기여를 하게 된다. 따라서 식(3)을 입력 전압에 관해서 미분을 하고 그 값을 0으로 하는 경우, 컨버터의 효율 개선을 위한 한 조건인 $v_{DS1(max)}$ 의 최소값의 조건을 구할 수 있다. 즉,

$$\frac{\partial v_{DS1(\max)}}{\partial V_i} = 0 \tag{4}$$

으로부터 $v_{DS1(max)}$ 의 최소값의 조건은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_i}{2V_O} \tag{5}$$

결국 이것은 변압기 T의 1,2차측 권선비가 스위치 Q_1의 전압 스트레스의 최소값의 조건으로 주어지고 있음을 나타낸다.

3. 개방형 고밀도 컨버터 모듈

앞서 논의된 능동 클램프 포워드 컨버터를 고밀도의 개방형 컨버터 모듈로서 제작함에 있어서 주 회로의 설계 사양은 표1과 같다.

표 1 능동 클램프 포워드 컨버터의 설계사양

Table 1 Design specification of the active clamp forward converter

정 수	값
정격 입력 전압 V_i	48 [Vdc]
입력 전압 범위	40~60 [Vdc]
출력 전압 V_O	5 [Vdc]
최대 출력전류 I_{Omax}	10 [A]
최대 출력 전력 P_{Omax}	50 [W]
스위칭 주파수 f_s	250 [kHz]
효율 η	90 [%] 이상
최대 높이	8 [mm]
전력 밀도	50 [W/in^3]

입력 전압은 통신용 전원 장치의 요구 사항에 맞는 40~60[V], 출력전압은 5[V], 최대 출력 전력은 50[W], 스위칭 주파수는 250[kHz]로 하였으며 컨버터의 최대 높이 또한 통신용 전원 장치에 있어서 최근의 요구 사항인 8[mm]로 하였다. 90[%] 이상의 고효율을 실현하기 위한 하나의 방법으로서 2차측 정류회로를 동기정류 회로를 택하는 것으로 하였으며 전력 밀도는 국내 최고 수준인 50[W/in^3]로 정하였다.

표 1의 사양을 토대로 하여 그림 3과 같이 컨버터 모듈의 회로도를 구성하였다. 그림 3의 회로에서 주스위치 Q_1 및 능동 클램프 스위치 Q_2는 각각 Fairchild 사의 MOSFET인 FQD9N15(150V, 7A, 0.4Ω : 2개 병렬) 및 FDS2572(150V, 4.9A, 47mΩ)를 사용하였다. 동기정류 회로의 스위치 Q_3 및 Q_4에는 Vishay사의 MOSFET인 SI4874DY(30V, 15A 7.5mΩ)를 2개 병렬 연결하여 사용하였다. 제어용 IC에는 feedforward 방식 능동클램프 PWM 제어용 IC인 UCC3580을, 주스위치의 구동용IC로는 TC4420를 사용하였다. 능동클램프 스위치의 구동에는 TDK사의 chip transformer인 BE-5를 사용하였고 능동 클램프 커패시터 C_C에는 220[nF]의 적층 세라믹 커패시터, 출력 커패시터 C에는 100[uF]의 OS-CON과 22[uF]의 적층 세라믹 커패시터를 병렬로 사용하였다. 제어회로의 1,2차 측 절연에는 photo coupler(TLP181)를 사용하였고, 변압기 T의 1,2차 측 권선 비는 최대 효율을 얻기 위한 식(5)로부터 N_1:N_2=4:1로 결정하였다.

개방형 고밀도 스위칭 컨버터 모듈에 있어서 가장 큰 특징을 갖고 있는 것은 변압기 및 인덕터의 구조라고 할 수 있으며, 이는 변압기 및 인덕터의 권선을 다층 기판 자체의 PCB 패턴을 이용하는 내장형(embedded type)의 형태로 구현된다는 점이다.

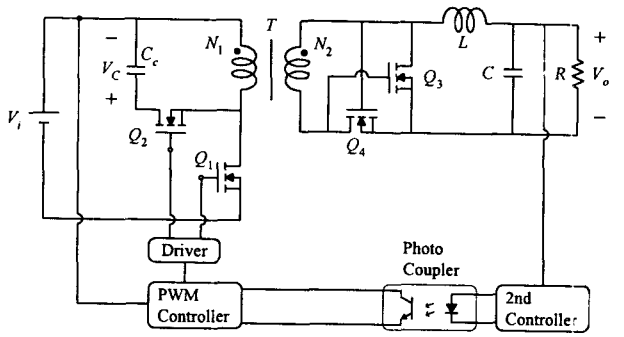


그림 3 개방형 컨버터 모듈의 회로도

Fig. 3 Circuit diagram of open frame type converter module

여기에 자성체 코어로서 상용화된 일반의 페라이트 코어를 적용함으로써 박형 및 저가의 특징을 갖는 변압기 및 인덕터가 완성되며 이는 곧 저가형 고밀도 스위칭 컨버터의 달성을 위한 중요한 요소 중의 하나라고 할 수 있다.

3.1 내장형 변압기의 설계

변압기 설계에 있어서 가장 첫 단계의 과정은 자성체 코어를 선택하는 일인데 일반적으로 이에 기준이 되는 정수가 면적 곱(area product) A_p 라고 할 수 있으며 다음 식으로 주어진다.[5]

$$A_p = \frac{2D_{\max} P_o}{KJB_m f_s \eta} \tag{6}$$

여기서 D_{max}는 최대 시비율, K는 fill factor, J는 전류밀도, B_m은 최대 자속 밀도, η는 효율을 나타낸다. 표1에 나타낸 설계 사양의 정수 값을 이용하여 A_p를 계산하면 416.5[mm^2]로 구해진다. 이때 최대 시비율, fill factor, 전류 밀도는 각각 D_{max}=0.5, K=0.3, J=6[A/mm^2]의 값을 적용했으며, 최대 자속 밀도는 고주파 변압기에 적합한 TDK사의 PC40 페라이트 재질(포화 자속 밀도 0.45[T]를 기준으로 하여 포화 자속 밀도의 약 60[%]인 B_m=0.285[T]을 적용하였다. 코어의 형상으로는 EMI문제 및 가공성에 비교적 우수한 특징을 갖는 RM코어를 택하는 것으로 하였으며 위의 계산된 값을 토대로 하여 RM8코어를 선정하였다. 컨버터 모듈의 높이 8[mm]를 기준으로 하여 선정된 코어의 높이를 가공하였으며 최종적으로 구해진 코어의 크기는, A_p = 712[mm^4], 자로 단면적 A_e=64[mm^2], 창면적 A_w=11.125[mm^2]가 되었다. 앞서 결정한 1,2차 측 권선비 N=N_1/N_2=4를 이용하여 1,2차 측 권선의 권선 수를 구하면 다음과 같다.

$$N_1 = \frac{NV_O}{A_e B_m f_S} = \frac{4\times5}{64\times10^{-6}\times0.285\times250\times10^3} = 4.38 \simeq 4 \tag{7}$$

$$N_2 = \frac{N_1}{N} = \frac{4}{4} = 1 \tag{8}$$

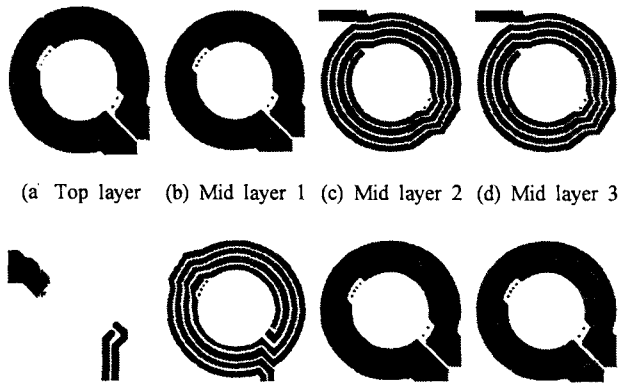
변압기의 1,2차 측 전류의 실효치는 그림2의 파형으로부터 다

음과 같이 계산된다.[6]

$$I_{1rms} \simeq \sqrt{D_{\max}}\ \frac{N_2}{N_1} I_{Omax} = \sqrt{0.5}\ \times \frac{1}{4} \times 10 = 1.77[A] \quad (9)$$

$$I_{2rms} \simeq \sqrt{D_{\max}}\ I_{Omax} = \sqrt{0.5}\ \times 10 = 7.07[A] \quad (10)$$

인쇄 회로 기판의 동판에 대한 통상의 기준으로서, 1[oz] 두께에 1[mm]의 폭을 갖는 동판의 전류 밀도를 0.432 [A/oz · mm]로 가정하고 2[oz] 두께의 동판을 사용하는 경우, 식(9)로 주어지는 1차 측 전류에 대응하는 선폭은 2[mm], 식(10)의 2차 측 전류에 대한 선폭은 8.18[mm]로 계산된다. 따라서 각각의 권선에 손실에 대한 여유를 두어 1차 측 권선은 1[mm]선폭으로 2층, 2차 측은 4[mm]선폭으로 4층으로 설계하였다. 그림 4는 설계된 내장형 변압기 권선의 패턴을 나타낸다. 그림에서 (a)~(d)는 2차 측 권선, (e)는 보조 전압을 위한 보조 권선, (f),(g)는 1차 측 권선, (h)는 1차 측 권선과 보조 권선을 연결해주는 패턴을 나타내고 있다.



(a) Top layer (b) Mid layer 1 (c) Mid layer 2 (d) Mid layer 3

(e) Mid layer 4 (f) Mid layer 5 (g) Mid layer 6 (h) Bottom layer

그림 4 변압기의 권선 설계 패턴

Fig. 4 Design pattern of transformer windings.

3.2 내장형 인덕터 설계

능동 클램프 포워드 컨버터에 있어서 전류연속 모드로 동작하기 위한 인덕턴스의 값은 다음과 같이 구해진다.[7]

$$L \geq \frac{V_O(1-D_{\min})}{2I_{Omin}f_S} = \frac{5\times(1-0.33)}{2\times2.5\times250\times10^3} = 2.68\ [uH] \quad (11)$$

따라서 L값을 3[uH]로 정하는 것으로 한다.

인덕터의 자성체 코어를 선정하기 위한 면적 곱(area product) A_P 의 식은 다음과 같다.

$$A_p = \frac{L \cdot I_{rms} \cdot I_{peak}}{K \cdot J \cdot B_m} \quad (12)$$

또한 인덕터 전류의 실효값과 최대값은 다음과 같이 구해진다.

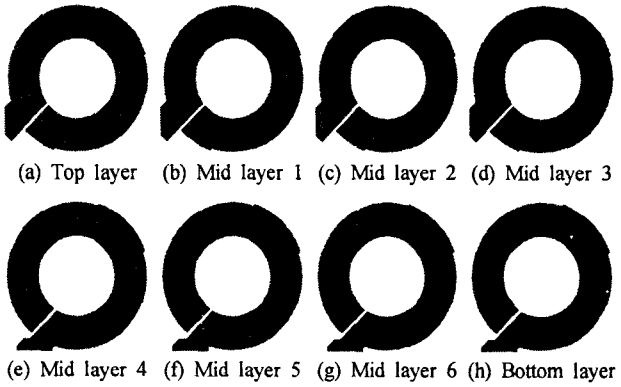
$$I_{rms} \simeq I_{omax} = 10[A] \quad (13)$$

$$I_{peak} \simeq I_{omax} + I_{omin} = 12.5[A] \quad (14)$$

따라서 식(11)에서 구한 L의 값과 식(13) 및 (14)의 값, 그리고 K=0.3, J=6[A/mm^2], B_m=0.285[T]의 값을 식 (12)에 대입하면 A_P는 694.4[mm^4]로 구해진다. 따라서 코어의 형상과 크기는 계산된 값을 토대로 하여 변압기에서와 동일한 크기의 RM8코어를 선정하였다. 인덕터의 권선 수를 구하는 식은 다음과 같으며,

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_m \cdot A_e} \quad (15)$$

L=3[uH], I_{peak}=12.5[A], B_m=0.3[T], A_e=64[mm^2]의 값을 대입하면 1.953으로 구해지며 정수 값으로 2로 한다. 또한 변압기에서의 설계와 같이 2[oz] 두께의 동판에 대해 0.432[A/oz · mm]의 전류 밀도를 이용하면 식 (13)으로 주어지는 전류 값에 대응하는 선폭은 11.58[mm]로 계산되고, 권선의 손실에 대한 여유를 두어 4[mm] 선폭으로 권선 수 2턴을 4층으로 설계하였다. 그림 5는 설계된 내장형 인덕터 권선의 패턴을 나타낸다.



(a) Top layer (b) Mid layer 1 (c) Mid layer 2 (d) Mid layer 3

(e) Mid layer 4 (f) Mid layer 5 (g) Mid layer 6 (h) Bottom layer

그림 5 인덕터의 권선 설계 패턴

Fig. 5 Design pattern of inductor windings.

3.3 개방형 고밀도 컨버터 모듈의 제작

지금까지 논의된 사항을 토대로 하여 8층의 다층 기판을 이용하여 내장형 변압기 및 인덕터를 구현하고 개방형 구조를 한 1/4 brick 크기의 고밀도 컨버터의 시작품을 제작하였다. 그림 6은 개발된 개방형 고밀도 컨버터 모듈의 부품 배치도를 나타낸다. 본 컨버터 모듈은 개방형의 한 특징으로서 별도의 방열판을 부착하지 않기 때문에 효과적으로 방열을 시키기 위한 부품 배치가 중요하다. 그림 6에서 알 수 있듯이 동기정류용 MOSFET와 주 스위치 및 능동 클램프 스위치인 Q_1 및 Q_2, 그리고 변압기와 인덕터를 서로 분리시켜서 배치함으로써 소자에서 발생한 열이 한 곳에 집중되는 일이 없도록 하였다. 그림 7은 설계된 컨버터에 있어서 8층의 PCB layout을 보여주고 있다. 이 그림에서 (a) 와 (b)는 부품이 실장 되는 양면의 layout이며 (c)~(h)는 내부 각 층의 layout을 보여주고 있는데 앞 서에서도 언급한 바와 같이 내장형 변압기 및 인덕터의 권선과 방열을 위한 층으로 되어

있다. 그림 8은 제작된 개방형 고밀도 컨버터 모듈의 사진을 보여주고 있다. 이 그림에서 (a)와 (b)는 각각 윗면과 아랫면의 사진이고 (c)와 (d)는 측면의 사진을 나타내고 있다. 사진으로 보여주고 있는 시작품의 면적은 통신용 전원장치의 표준 사이즈인 1/4 brick으로 하였으며, 높이는 최근 통신용 전자 장비 설계 기준에서 강력히 요구되고 있는 8[mm](=0.31[in])의 높이에 맞추었다. 최종적으로 시작품의 외형은 $2.28\times1.45\times0.31=1.02[in^3]$이고 전력밀도는 $50[W/in^3]$으로서 국내 최고 수준의 성과를 달성할 수 있었다.

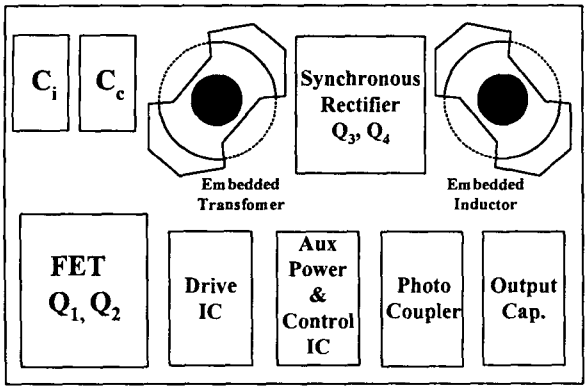
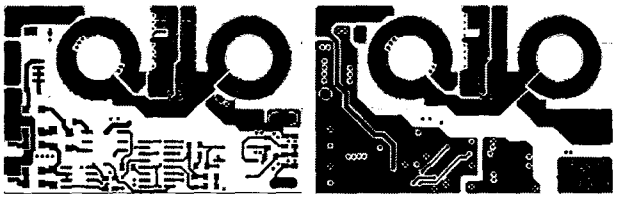
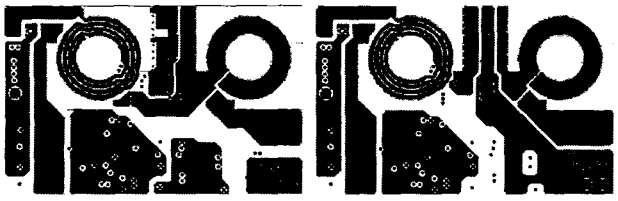


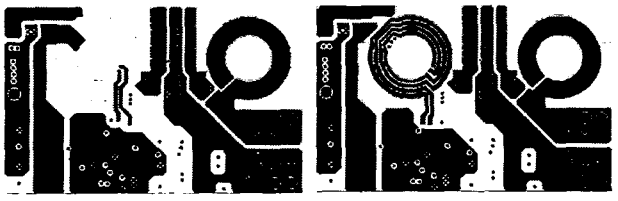
그림 6 DC-DC 컨버터 모듈의 부품배치도
Fig. 6 Diagram of parts arrangement of DC-DC converter module



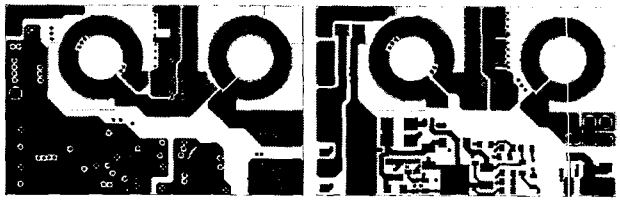
(a) Top layer (b) Mid layer 1



(c) Mid layer 2 (d) Mid layer 3

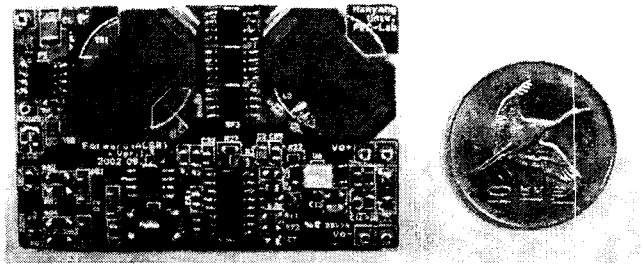


(e) Mid layer 4 (f) Mid layer 5

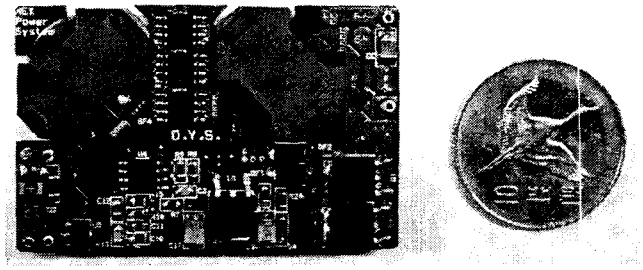


(g) Mid layer 6 (h) Bottom layer

그림 7 컨버터 모듈의 PCB 설계
Fig. 7 PCB layout of the converter module



(a) Top view



(b) Bottom view

(c) Side view 1 (d) Side view 2

그림 8 제작품 사진
Fig. 8 Photographs of the manufactured converter

4. 실험 결과

설계된 컨버터의 성능을 검증하기 위하여 제작된 시작품을 가지고 실험을 수행하였다. 그림 9는 정격 입력 전압 및 정격 출력 전류의 조건 하에서 측정된 주 스위치 Q_1의 구동 파형 및 스위치 양단의 전압의 파형을 나타낸다. 이 결과로부터 시작품의 컨버터가 정상적으로 동작하고 있음을 확인할 수 있고, 스위치 양단의 전압이 능동 클램프 회로의 작용에 의해 약 90[V]의 낮은 값으로 클램프 되고 있음을 알 수 있다. 그림 10은 부하 변동에 따른 출력 전압의 변동을 나타낸 결과이다. 전 입력 전압의 변동 범위에 대하여 약 1[%]의 오

차, 정격 입력에서는 약 0.2[%]의 오차 범위로서 매우 양호한 특성을 보이고 있다. 그림 11은 입력 전압의 변화에 대한 출력 전압의 변동을 나타낸 결과이다. 50[%] 부하인 경우 약 1.1[%]의 오차, 100[%] 부하인 경우 약 1.2[%]의 오차 범위에 있어 이 역시 양호한 특성을 보이고 있다. 그림 12는 시작품 컨버터의 측정 효율을 나타낸다. 정격 입력 전압 및 정격 출력 전류의 조건에서 최대 효율을 보이고 있으며 그 값은 91.2[%]이다.

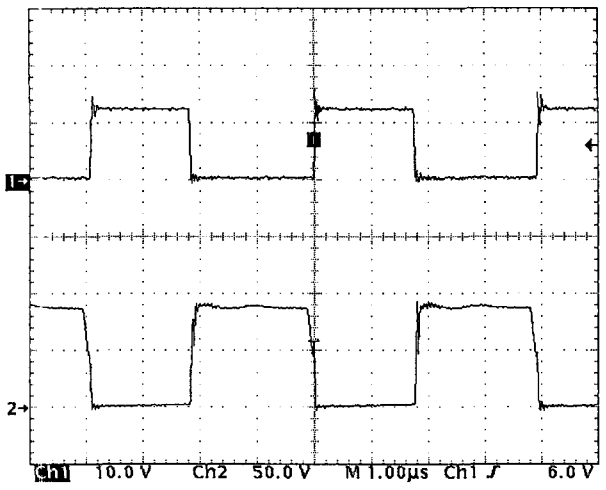


그림 9 주스위치 Q1의 구동 및 양단의 전압파형
Ch1 : 구동 파형 VGS1
Ch2 : 스위치 양단의 전압 파형 VDS1
(Vi=48V, Vo=5V, Io=10A)

Fig. 9 Voltage waveforms for the main switch Q1
Ch1 : driving waveform VGS1
Ch2 : switch voltage waveform between drain and source VDS1

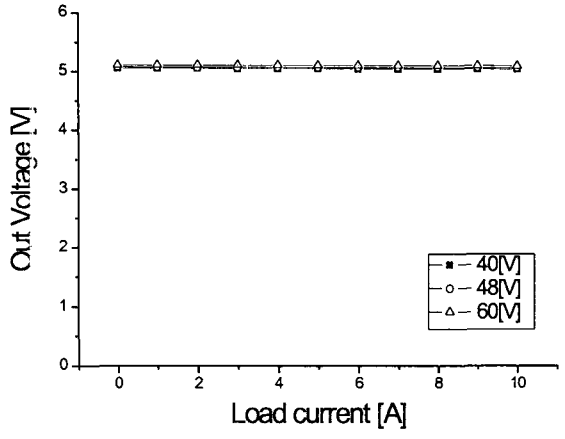


그림 10 부하변동에 대한 출력 전압 레귤레이션
Fig. 10 Output voltage regulation for load variation

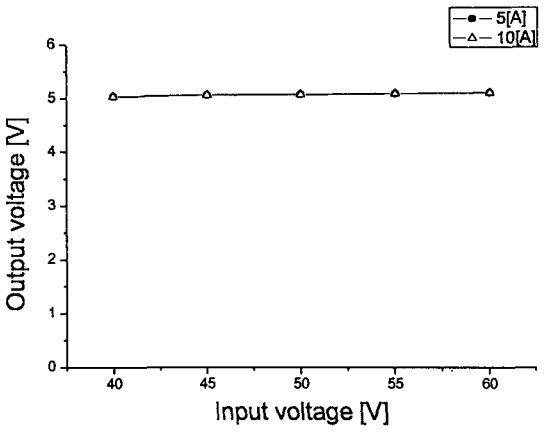


그림 11 입력전압의 변화에 따른 출력전압특성
Fig. 11 Output voltage regulation for input voltage variation

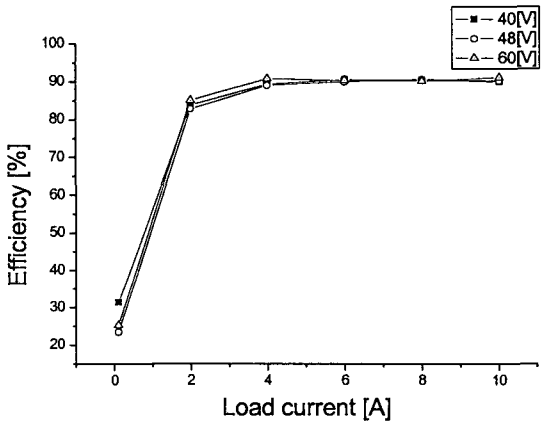


그림 12 측정 효율
Fig. 12 Measured efficiency

5. 결 론

본 논문에서는 스위칭 컨버터의 대표적인 고밀도 실장법으로서 최근 활발히 논의되고 있는 개방형 실장법을 적용한 통신용 고밀도 스위칭 컨버터를 제작 시험하여 그 결과를 제시하였으며, 제시된 실험 결과를 통하여 개방형 실장법에 의한 고밀도화의 타당성을 입증하였다. 적용된 회로 토폴로지는 능동 클램프 포워드 컨버터 방식으로 고효율을 도모하기 위하여 2차측에는 동기정류 방식의 정류회로를 채용하였다. 또한 8[mm] 높이의 요구사항에 부응하기 위하여 인덕터 및 트랜스포머는 PCB 패턴을 권선으로 이용하는 내장형의 형태로 구현하였다.

정격 입력 전압 48[V], 정격 출력 전력 50[W], 스위칭 주파수 250[kHz]의 시작품을 제작하여 실험을 하였으며 그 결과 91.2[%]의 최대 효율을 달성하였고, 전력 밀도에 있어서는 국내 최고 수준인 50[W/in^3]을 성취할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] M. M. Jovanovic, "Resonant, Quasi-Resonant, Multi-Resonant, and Soft-swithcing Techniques-Merits and Limitations", Int. Journal of Electronics, Vol.77, No.5, pp. 537-554, 1994.

[2] 김희준, "On-board형 고밀도 스위칭 컨버터의 기술 동향", 대한전자공학회지, 제 29권, 제4호, pp. 19-25, 2002.

[3] Y. S. Lee and B. T. Lin, "Modeling, analysis, and design criteria of actively clamped double-ended converters, "IEEE Trans. on CAS. I : Fundamental Theory and Application, Vol. 47, No. 3, pp. 312-323, 2000.

[4] C. S. Leu, et al. , "Comparison of forward topologies with various reset schemes", in proc. HFPC, pp. 198-208, 1991.

[5] E. R. Hantek, "Design of Solid State Power Supplies", VAN NOSTRAND REINHOLD p.241, 1989.

[6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic Publishers, p.807, 2nd Edition, 2001.

[7] 김희준, "스위칭 전원의 기본설계", 성안당, p.23, 2002.

저 자 소 개

오 용 승(吳 龍 繩)

1976년 10월 12일생. 2001년 한양대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(공학석사). 2003년 현재 (주)윌링스 주임연구원.

Tel : 031-406-2325

E-mail : dreamsail@ihanyang.ac.kr

김 희 준(金 熙 峻)

1954년 11월 16일 생, 1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 일본 큐슈대학 대학원 전자공학과 졸업(공박). 1987년~현재 한양대학교 전자·컴퓨터공학부 교수. 1991년~1992년 미국 버지니아공대방문교수.

Tel : 031-400-5164

E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr