

PCB변압기를 이용한 초박형 DC/DC컨버터 개발

김동형, 최병조, 이기조
경북대학교 전자공학과

Development of Low-profile DC/DC Converter Using PCB Transformer

Donghyung Kim, Byungcho Choi, Kijo Lee
Kyungpook National University

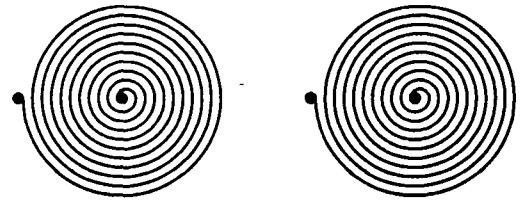
ABSTRACT

The proposed DC/DC converter employs a pair of neighboring printed-circuit-board windings as a coreless transformer. Thus, the proposed DC/DC converter can be fabricated in an ultra low-profile fashion. The performance of the proposed low-profile DC/DC converter is confirmed with experiments on a prototype converter that delivers 58W of power at the maximum efficiency of 84%.

1. 서론

최근 전자산업의 급속한 발달과 더불어 전자기기의 소형, 경량화 추세에 따라 전력변환기의 부피와 무게를 줄이기 위한 여러 가지 형태의 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그리고 전자기기의 소형, 경량화를 위해 고주파 스위칭기법과 소프트 스위칭 구현으로 효율을 극대화하고 있는 추세이다. 하지만 현재 사용되고 있는 전력변환기를 초박형(low-profile) 구조로 설계하는데 어려움이 따르는 소자는 변압기와 인덕터로 대표되는 자기소자(Magnetic device)이다. 자기소자는 자성체로 된 코어에 여러 층의 권선을 감아 제작되기 때문에 필연적으로 높이가 커져 컨버터의 박형 설계가 어렵다. 그리고 자성체 코어를 사용하여 고주파 스위칭을 하게되면 코어 손실(Core loss)이 커져 효율이 떨어지는 단점이 있다.

본 논문에서는 PCB(Printed circuit board) 변압기를 적용한 초박형 DC/DC 컨버터를 제안한다. 그림 1은 기존의 자성체 코어를 사용하지 않고 1,2차 PCB권선의 자기결합을 이용하여 전력변환을 구현하는 PCB변압기의 구조이다. 이러한 구조는 변압기의 높이를 PCB두께로 만들 수 있어 컨버터의 박형 설계가 가능해진다. 그리고 자성체 코어를 사용



primary winding secondary winding
그림 1 PCB 변압기 구조

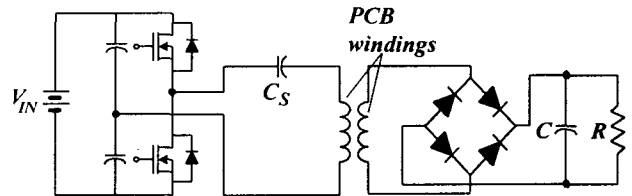


그림 2 직렬 공진형 Half-Bridge DC/DC 컨버터

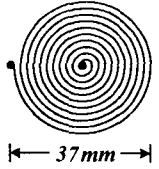
했을 때 발생하는 물리적인 크기와 무게에서의 제약이 있는 단점을 해결할 수 있다.

2. 직렬 공진형 Half-Bridge DC/DC 컨버터

그림 2는 본 논문에서 제안된 DC/DC 컨버터이다. 제안된 DC/DC 컨버터는 Half-Bridge 형태의 공진 인버터(inverter)와 CLL공진 탱크(tank) 그리고 다이오드 정류기로 구성되어 있다. Half-Bridge 공진 인버터는 2개의 전압배분 커패시터와 2개의 스위치(Switch)로 구성되어 있고, CLL공진 탱크는 직렬공진 커패시터와 PCB 권선의 등가누설 인덕턴스, 그리고 등가 자화인덕턴스로 구성되어 있다.

PCB권선 1차측에 직렬 커패시터의 추가로 공진 회로를 구성하여 정현파 형태의 전압, 전류 파형을 PCB권선 1차측에 인가한다. 이는 Electromagnetic interference(EMI) 문제의 발생 가능성을 낮출 수 있게 해준다. 여기서 PCB변압기는 DC/DC컨버터

표 1 PCB 권선의 파라미터

| Physical parameters of PCB windings | | | |
|-------------------------------------|---|--------------------------------|--------|
| primary (secondary) winding |  | Turns of trace | 14T |
| | | Thickness of copper trace | 105μm |
| | | Distance between traces | 0.29mm |
| | | Width of trace | 0.97mm |
| | | Distance between windings(gap) | 0.8mm |

에서 전기적 절연을 제공하지만 자성체 코어가 없어 자화인덕턴스가 작다. 따라서 상대적으로 큰 순환전류가 흐를 수 있다. 이것을 줄이기 위해 CLL 공진 탱크를 구성한 직렬 공진형 Half-Bridge 컨버터를 채택하고, 고주파 스위칭을 구현한다. 고주파 스위칭을 하게 되면 스위칭 손실이 커지게 되는데 이 손실을 줄이기 위해 ZVS 기술을 이용한 소프트 스위칭을 구현한다.

3. PCB 권선 설계와 모델링

3.1 PCB 권선 설계

PCB 권선은 코어없이 자기적으로 결합되어 에너지를 전달하는 역할을 한다. 자기결합율을 높이기 위해 하나의 PCB에 윗 면과 아랫 면(양면)으로, 그리고 두 권선 사이의 간격을 0.8mm로 PCB 변압기를 제작하였다. DC/DC 컨버터에 적용된 PCB 권선의 파라미터들은 표1에 나타내었다.

3.2 PCB 권선의 등가회로 모델

그림 3은 PCB 권선의 등가회로 모델이다. 이 모델은 자기결합된 인덕터(Coupled Inductor)나 변압기를 모델링할 때 사용되는 일반적인 방식으로부터 유도하였다.^[1] PCB 권선의 등가 파라미터는 표 2에 나타내었다. PCB 권선의 1차측과 2차측 사이에는 기생 커패시턴스가 존재하지만 그 값은 수 pF 정도이고, 고주파 영역(10 MHz 이상)에서만 영향을 준다. 제안된 DC/DC 컨버터의 스위칭 주파수 동작 범위는 2 MHz 미만이기 때문에 본 논문에서는 기생 커패시터를 무시하였다.^{[2][3]} 그림 4에는 PCB 권선의 등가회로 모델을 DC/DC 컨버터에 적용한 전체 등가회로를 나타내었다.

4. DC/DC 컨버터 회로 해석 및 설계

4.1 DC/DC 컨버터의 등가회로 개발 및 정현파 해석

그림 5는 정현파 해석을 위한 전체 등가회로 모

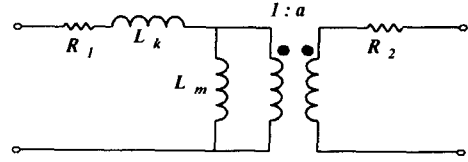


그림 3 PCB 권선의 등가회로 모델

표 2 PCB 권선의 등가회로 파라미터

| parameter | Value | |
|-----------|----------|------------------------------|
| R_1 | 0.178 Ω | Primary winding resistance |
| R_2 | 0.185 Ω | Secondary winding resistance |
| L_k | 0.828 μH | Leakage inductance |
| L_m | 2.028 μH | Magnetizing inductance |
| a | 1.196 | Turns ratio |
| k | 0.843 | Coupling coefficient |

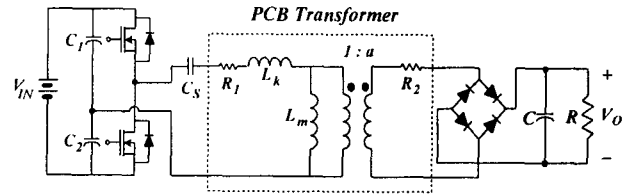


그림 4 제안된 DC/DC 컨버터 회로의 등가회로

델이다. 여기서 C_s 는 직렬 공진 커패시터이다. CLL 공진 탱크의 입력은 구형파의 기본파 성분만을 고려하였고, 부하는 출력단의 정류 다이오드와 필터 커패시터를 등가저항(R_e)로 대신하였다.^[4] 정현파 해석의 등가회로에 관련된 변수와 전압, 전류원의 표현식을 표 3에 나타내었다. 그리고 DC/DC 컨버터의 전압 전달비는,

$$M = \frac{V_o}{V_{IN}}$$

$$= \left(\frac{V_I}{V_{IN}} \right) \left(\frac{V_{S1}}{V_I} \right) \left(\frac{V_{R1}}{V_{S1}} \right) \left(\frac{I_{R1}}{V_{R1}} \right) \left(\frac{I_o}{I_{R1}} \right) \left(\frac{V_o}{I_o} \right)$$

$$= 0.5 \left| \frac{1}{X + jY} \right|$$

이다. 여기서,

$$X = \frac{L_k + L_m}{a L_m} - \frac{1}{a L_m C_s \omega_s^2}$$

$$Y = \frac{a L_k \omega_s}{R_e} - \frac{a}{R_e C_s \omega_s}$$

로 정의된다. 전압 전달함수는 컨버터 설계에 대한 정보를 포함하고 있다. 그림 6은 직렬 공진 커패시터 C_s 를 40 nF로 선택하여 PCB 변압기를 이용한 DC/DC 컨버터의 전압 전달 특성을 PSpice로 시뮬레이션 한 결과와 실험 결과를 함께 나타낸 그림이다. CLL 공진 탱크를 포함한 전압전달 함수 그래프의 특징은 전압 전달비가 최대 되는 점을 중심

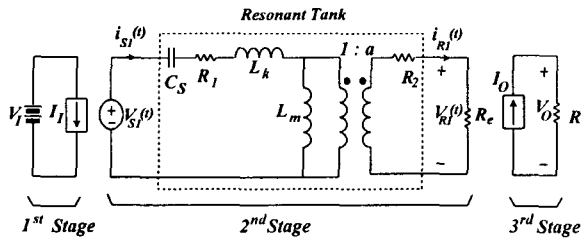


그림 5 DC/DC 컨버터의 정현파 해석을 위한 전체 등가회로

표 3 정현파 해석의 회로변수와 파라미터

| | Expressions |
|--------------|--|
| First stage | $V_I = \frac{V_{IN}}{2}, I_I = \frac{2I_{S1}}{\pi} \cos \varphi_S$ |
| Second stage | $v_{S1}(t) = \frac{4V_I}{\pi} \sin \omega_s t$ $i_{S1}(t) = I_{S1} \sin(\omega_s t - \varphi_S)$ $v_{R1}(t) = V_{R1} \sin(\omega_s t - \varphi_R)$ $i_{R1}(t) = I_{R1} \sin(\omega_s t - \varphi_R)$ $R_e = \frac{8}{\pi^2} R$ |
| Third stage | $I_O = \frac{2}{\pi} I_{R1}, R = \frac{V_O}{I_O}$ |

으로 스위칭 주파수가 증가하거나 감소할수록 전압 전달비는 낮아지고, 부하 저항이 커질수록 전압 전달비는 증가하는 것을 보여준다. 따라서 주파수를 제어함으로써 출력전압을 일정하게 유지시킬 수 있다. 전압전달 특성곡선의 실험 결과는 스위칭 손실과 PCB변압기의 전도손실, 그리고 정류기의 전압강하 등으로 인해 시뮬레이션 결과보다 조금 낮게 측정되었지만 거의 일치한다.

공진 탱크의 입력임피던스는 직렬 커패시터(C_S), 등가 누설 인덕턴스(L_k), 등가 자화인덕턴스(L_m), 이상적인 변압기의 권선비(a), 그리고 등가저항(R_e)으로부터 구해질 수 있다. 그림 7은 스위칭 주파수변화에 따른 공진 탱크의 입력 임피던스를 시뮬레이션 한 결과와 실험 결과이다. $|Z_{i0}|$ 는 단락 회로에서의 입력임피던스이고, $|Z_{i\infty}|$ 는 개방회로에서의 입력임피던스이다. $|Z_{i0}|$ 와 $|Z_{i\infty}|$ 가 같을 때의 주파수를 교차주파수(f_m)라고 정의한다. 단락회로에서의 공진주파수(f_0)와 개방회로에서의 공진주파수(f_∞) 그리고 교차주파수에 관계된 식은,

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_S(L_k + L_m)}} = 470.9kHz$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_S(L_k + L_m/2)}} = 586.3kHz$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_S L_k}} = 874.5kHz$$

로 정의된다. CLL공진 탱크의 입력 임피던스에 관

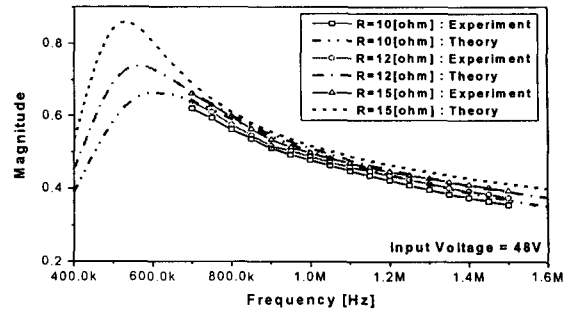


그림 6 스위칭 주파수에 따른 전압전달 특성 곡선

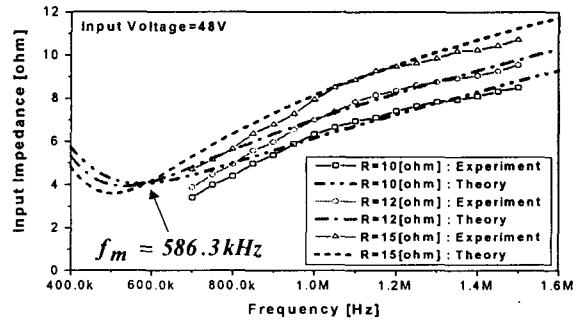


그림 7 스위칭 주파수 변화에 따른 입력 임피던스

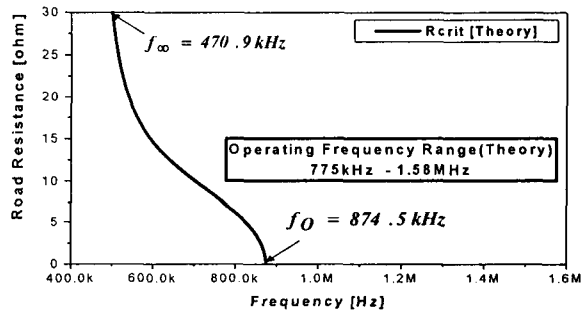


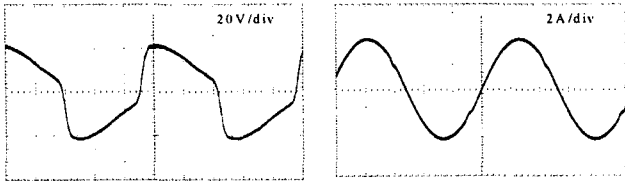
그림 8 ZVS 동작 위한 부하저항

련된 특징은 ZVS되는 구간에서 교차주파수 이상에서는 스위칭 주파수가 높아지고 부하저항이 커질수록 입력임피던스가 커지는 것을 볼 수 있다. 따라서 고주파 스위칭을 함으로써 PCB변압기의 1차 측에 흐르는 순환전류를 줄일 수 있다.

그림 8은 f_0 와 f_∞ 사이에서의 ZVS동작이 되는 부하저항 범위를 나타낸 것이다. 이 스위칭 주파수 범위에서 ZCS동작이나 ZVS동작을 결정하는 부하저항(R_{crit})을 구하는 식은,

$$R_{crit} = |Z_{o0}| \sqrt{\frac{-Z_{i\infty}}{Z_{i0}}}$$

이 된다.^[5] 여기서, $|Z_{o0}|$ 는 단락회로에서의 출력임피던스이다. 그리고 f_0 와 f_∞ 사이에서 부하저항이 R_{crit} 보다 클 때 ZVS동작이 되고 f_0 이상에서는 모



(a) (b)

그림 9 PCB권선 1차측 입력전압과 입력전류 파형
(입력전압 48V, 출력전압 24V, 출력전류 2.0A)

(a) 전압파형 (200ns/div) (b) 전류파형 (200ns/div)

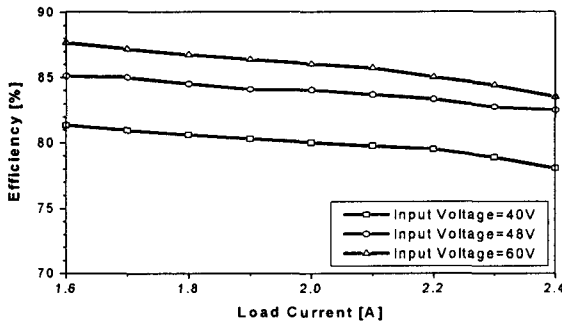


그림 10 부하저항 변화와 효율

든 부하범위에서 ZVS동작이 된다.

4.2 컨버터 설계

제안된 초박형 DC/DC 컨버터는 입력전압 40~60V, 출력전압 24V, 출력전류 1.6~2.4A로 설계하여 컨버터의 성능을 검토한다. 최대 스위칭주파수는 최대 입력전압이 인가되고 무부하(no-load)일 때 결정되고, 최소 스위칭주파수는 최소 입력전압이 인가되고 전부하(full-load)일 때 결정된다. 따라서 그림 6의 이론적인 전압 전달특성 그래프로부터 스위칭 주파수는 775 kHz에서 1.58 MHz 사이에서 동작된다. 이론적인 스위칭 주파수 범위에서 ZVS 동작 조건을 충족시키기 위한 부하저항 값은 R_{crit} 보다 커야한다. 따라서 주어진 동작 스위칭 주파수 범위 내에서 ZVS 동작을 충족시킬 수 있는 최소 부하저항 값이 결정된다. 그리고 출력전압을 안정화시키기 위해 주파수 제어를 위한 제어회로를 구성한다.

4.3 컨버터의 성능

그림 9에는 PCB변압기의 1차측 전압, 전류 파형을 나타내었다. 정현파 형태의 전압, 전류 파형이 PCB권선 1차측에 인가됨으로써 EMI문제 발생 가능성은 낮아진다.

그림 10은 제어회로를 구성하여 출력전압을 24V로 일정하게 하고 입력전압이 40V, 48V, 60V에서

각각 부하전류의 변화에 따른 효율을 실험에 의해 측정된 결과이다. 설계된 동작 범위내에서 부하전류가 커질수록 부하저항과 스위칭 주파수는 낮아져 입력임피던스는 낮아지게 된다. 따라서 효율이 조금씩 낮아지는 것을 그림 10에 의해 알 수 있다. 또한 같은 부하에서 입력전압이 커질수록 스위칭 주파수는 증가하여 효율이 높아지는 것을 볼 수 있다. 제안된 DC/DC 컨버터의 출력전력이 58W일 때 효율은 전체적으로 78%~84%이다. 이 실험 결과를 통해 알 수 있듯이 주어진 설계에서 최대 부하저항 값($I_0=1.6A$)에서 최대 입력전압(60V)이 인가되었을 때 효율이 최대가 되는 것을 볼 수 있다. 그 때의 효율은 88%에 가깝다. 이것은 설계된 동작 범위 내에서 스위칭 주파수가 최대일 때의 동작 조건이다. 하지만 스위칭 주파수가 너무 높아지게 되면 스위칭 손실, 정류기에서의 손실 등이 커져 효율은 조금 떨어지게 된다.

5. 결 론

자기적으로 결합된 PCB권선을 이용하여 DC/DC 컨버터를 설계 제작하여 실험으로 성능을 확인하였다. 컨버터의 효율은 최대 출력전력이 58W에서 78~84%로 안정적으로 동작되는 것을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 PCB권선을 이용한 초박형 컨버터가 제안되었고, 이는 전자기기의 소형화와 비용절감에 기여 할 것으로 예상된다.

본 논문은 한국전력 공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소의 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] James W.Nilsson "Electric circuits-Equivalent circuits for magnetically coupled coils" pp.535-538
- [2] S.Y.R.Hui, S.C.Tang, and H.Chung, "An accurate circuit model for coreless PCB-based transformers," European Power Electronics Conference, Trondheim, Norway, September, 1997.
- [3] S.Y.R.Hui, H.Chung, and S.C.Tang, "Coreless printed circuit board(PCB) transformers for Power MOSFET/IGBT gate drive circuits," IEEE Trans. Power Electron, vol.14, pp.431-437, May 1999.
- [4] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No.2, April, 1998.
- [5] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic-Publication, 2001, 2nd Edition.