노트북 컴퓨터용 LLC 하프 브리지 공진형 어댑터 설계

황국화*†, 윤대영*, 김창선†
*에스피에스 (주), †목포대학교 전기공학과

Design of the LLC Half Bridge Resonant Adapter for Notebook Computers

Hwang Gookhwa*†, Youn Daeyoung*, Kim Changsun†
*Smart Power Solution Inc., †Dept. of Electrical Eng., Mokpo National University

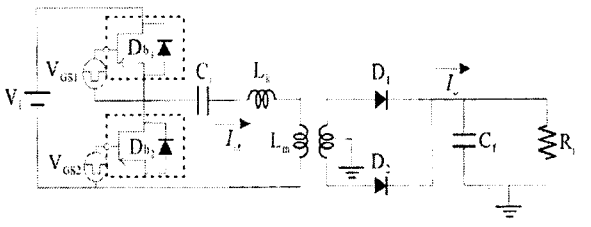
Abstract - The resonant converters cause the high voltage stress according to the input voltage, which increases the conduction loss in converter power switches. The topology of LLC half bridge resonant converter provides ZVS characteristic and also the stress of voltage and current is not higher than that of the general resonant converters. So we can expect the higher efficiency. In this paper, the LLC resonant converter is designed for the notebook computer adapter. In the adapter design, we should consider the weight, the size and overheat of the adapter. Thus the higher efficiency is an essential particular. First of all, the optimal design of transformer is the most important facts. Some parameters should be considered in order to get the highest efficiency. The adapter is designed through the considering of these parameters including the PFC circuit of the pre-regulator. It converts AC line input into about 400V_{DC} Link voltage of the LLC converter input and the converter has 16V_{DC}/90W ratings. The efficiency measured is about up to 92%.

1. 서 론

LLC 하프 브리지 공진형 컨버터는 세 개의 공진 소자를 이용하여 영전압 스위칭을 실현한다. 다른 공진형 토폴로지에 비하여 낮은 전압스트레스와 높은 효율을 기대할 수 있고 출력 단에 필터 인덕터가 필요하지 않기 때문에 어댑터용으로 적합하다. 그리고 어댑터용 컨버터는 밀폐된 공간에서 동작하기 때문에 효율이 매우 중요하며 효율에 영향을 주는 변수들을 최적화해야 한다. 본 논문에서는 이런 변수들에 대하여 trade-off하면서 최적으로 선정하는 방법에 대하여 고찰하였고 그 변수들을 실험에 이용하여 최고 92%의 효율을 실현하였다.[1]-[3]

2. LLC 하프 브리지 공진형 컨버터

2.1 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터 설계

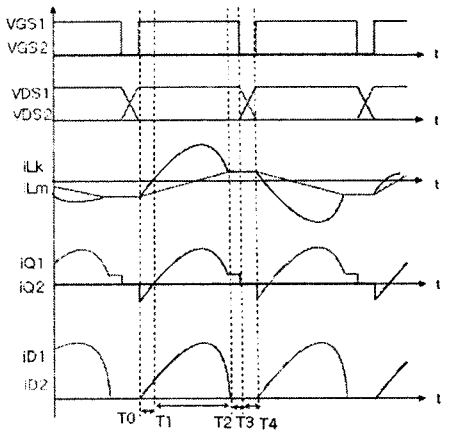


<그림 1> LLC 하프 브리지 공진형 컨버터

<그림 1>은 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본회로이며, 변압기의 1차측은 스위치 Q_1, Q_2 와 공진소자 C_r, L_k, L_m으로 구성되어 있고 2차측은 중간 탭 정류기로 구성되어 있다. L_k, L_m은 각각 변압기의 누설인덕턴스와 자화인덕턴스를 가리킨다.

2.1.1 기본동작 파형

LLC 하프브리지 공진형 컨버터의 기본 동작 파형은 <그림 2>와 같고 스위치의 게이트-소스전압, 드레인-소스전압, 누설인덕턴스 와 자화인덕턴스의 전류, 스위치의 전류 그리고 출력 다이오드의 전류를 나타낸다



<그림 2> LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 동작파형

동작파형의 한 주기를 보면 D_{b1}-Q_1-D_{b2}-Q_2 의 순서로 도통된다. 스위치 Q_2가 드라이브 회로에 의하여 턴 오프 되면 V_{DS2}는 증가하고 V_{DS1}는 감소되게 된다. V_{DS1}가 감소되어 -0.7V에 도달되면 D_{b1}이 도통되면서 전류는 Q_2에서 D_{b1}을 통하여 흐르게 된다. 그리고 스위치 Q_1이 턴 온 되면 전류는 다시 반대방향으로 흐르게 된다. 높은 입력전압에 비해 내부 다이오드 양단에 걸리는 전압은 약 -1V로 영전압에서 턴 온 된다. 즉 턴 온 스위칭 손실을 최소화 하여 높은 효율을 기대할 수 있다. Dead-time 동안에는 변압기 2차측으로 에너지전달이 되지 않는다.

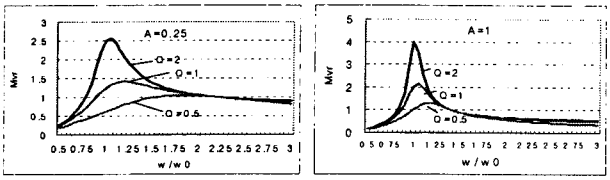
2.1.2 변수들에 대한 trade off

회로를 분석해보면 효율에 영향을 미치는 각종 변수들이 존재하게 된다. 가장 영향을 크게 주는 변수들로는 주파수, 공진 커패시터 -C_r, 변압기의 누설인덕턴스-L_k와 자화인덕턴스-L_m, 변압기의 턴 비 등이 있다. 그 외에 Q_1, Q_2, C_r 및 변압기에 의한 기생성분도 존재하게 된다. 이런 변수들을 종합해보면 <표 1>과 같다.

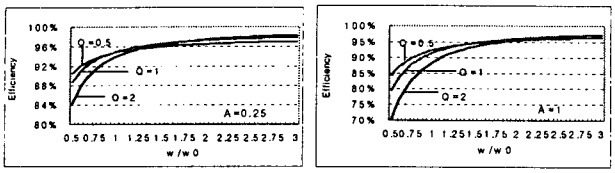
<표 1> LLC 컨버터 효율에 영향을 미치는 각종 변수들

변수	수 식	설 명
R_i	$R_i = \frac{\pi^2 n^2 R_L}{2\eta}$	n: 턴 비 R_L: 로드(load) η: 효율
$\frac{\omega_0}{\omega}$	$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L_k + L_m)C}}$	ω_0 : corner 주파수 ω: 스위칭 주파수
A	$A = \frac{L_k}{L_m}$	L_k : 누설 인덕턴스 L_m: 자화 인덕턴스
Q_L	$Q_L = \frac{R_i}{\sqrt{\frac{(L_k + L_m)}{C_r}}}$	C_r : 공진 커패시터 Q_L : loaded quality
Z_0	$Z_o = \sqrt{\frac{(L_k + L_m)}{C_r}}$	Z_0 : characteristic impedance

$$M_{1r} = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2[1-(\frac{\omega_o}{\omega})^2]^2 + \frac{1}{Q_L^2}(\frac{\omega}{\omega_0}\frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega})^2}} \quad (1)$$



<그림 3> A, Q, 주파수변화에 따른 Mvr

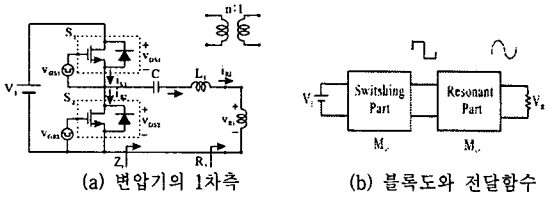


<그림 4> A, Q, 주파수변화에 따른 효율

Mvr은 출력전압의 변화율로서 <그림 3>의 그래프를 비교하여 보면 A값이 작을수록 Mvr은 주파수의 영향을 적게 받으며 Q_L값이 클수록 Mvr이 커진다는 것을 알 수 있다. Mvr값이 커지면 당연히 전압 스트레스도 커지기 때문에 부품 선택 시에도 영향을 받는다. 그러므로 Mvr값이 1이 되도록 파라미터들을 선정하도록 한다. <그림 4>의 효율그래프를 보면 A값과 Q_L 값이 작을수록 비교적 높은 효율을 나타냄을 알 수 있고 ω_0/ω값을 크게 하면 Q_L의 영향도 적게 받고 효율도 높다는 것을 알 수 있다. 또 Q_L이 작으면 부하전류와 출력전력이 적아지기 때문에 90W 어댑터에는 적합하지 않다. 그러므로 Q=1, A=0.25의 적절한 값으로 trade off 하였다.

2.1.3 턴 비 n의 결정

위에서 Trade off 한 변수를 이용하여 LLC에서 가장 중요한 변수 턴비를 결정하였다. 변압기의 1차측과 2차측을 따로 분류하여 각각의 실효치값을 구하는 방법을 사용하였다.



(a) 변압기의 1차측 (b) 블록도와 전달함수

<그림 5> 변압기의 1차측:LLC

<그림 5> (a)는 변압기의 1차측을 표시한 것이고 (b)는 (a)회로를 블록도와 전달함수로서 표시한 것이다. 직류전원으로부터 스위치의 펄스파형 까지 전달함수를 Mvs로 표시하고 펄스파로부터 1차측의 사인파까지의 전달함수를 Mvr로 표시하여 1차측 사인파의 실효치를 구한다. 방법은 아래와 같다.

$$V_{DS2} = V_I \quad \text{for } 0 < \omega t \le \pi$$

$$0 \quad \text{for } \pi < \omega t \le 2\pi, \tag{2}$$

윗 식 스위치2의 전압을 푸리에함수로 전개하면

$$v = \frac{V_I}{2} + \frac{2V_I}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1-(-1)^n}{2n}\sin(n\omega t),\ (n=1,2,3,\cdots) \tag{3}$$

여기서 기본 파 성분은

$$v_1 = V_m \sin\omega t = \frac{2V_I}{\pi}\sin\omega t,\ (n=1) \tag{4}$$

∴ v1의 실효치를 구하면

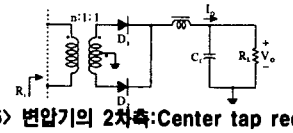
$$V_{1rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_I}{\pi} \tag{5}$$

위의 그림에서 Mvs를 아래와 같이 정의하였으므로,

$$M_{Vs} = \frac{V_{1rms}}{V_I} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tag{6}$$

그러므로 변압기 1차측전압의 실효치는 아래식과 같게 된다.

$$V_{R(rms)} = V_I \cdot M_{Vs} \cdot M_{Vr} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\cdot M_{Vr}\cdot V_I \tag{7}$$



<그림 6> 변압기의 2차측:Center tap rectifier

<그림 6>은 변압기의 2차측이다. 출력전압은 정류된 파형의 첨두치와 거의 같기 때문에 거기서 다시 2차측전압의 실효치를 구하면 아래와 같게 된다.

$$V_o \equiv (1-\frac{1}{2fR_LC})\cdot V_{rm} \equiv V_{rm} \tag{8}$$

여기서 Vrm은 2차측전압의 첨두치이다. 그러므로 변압기2차측 전압의 실효치는 아래와 같게 된다.

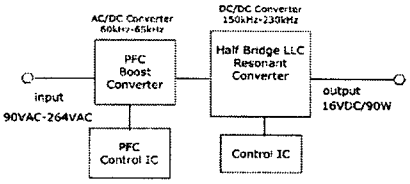
$$\therefore V_{r(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(V_{rm}\sin\omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{V_o}{\sqrt{2}} \tag{9}$$

변압기의 1,2차측 실효치로부터, 즉 식(7)과 식(9)로부터 턴 비를 아래와 같이 구한다.

$$n \approx \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{R(rms)}}{V_{r(rms)}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi}\cdot M_{Vr}\cdot V_I}{\frac{V_o}{\sqrt{2}}} = \frac{2\cdot V_I\cdot M_{Vr}}{\pi\cdot V_o} \tag{10}$$

A=0.25, Q=1일 때의 Mvr의 값을 <그림 3>의 그래프로부터 관찰하면 약 0.87이기 때문에 결과적으로 n값을 14-15턴으로 결정하였다.

2.2 실험 및 고찰

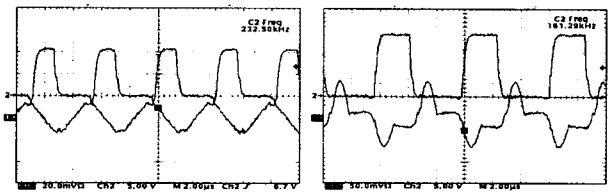


<그림 7> 컨버터의 블록도

<그림 7>는 제어회로를 포함한 LLC 하프 브리지 공진형컨버터의 블록도이다. LLC제어 IC는 PHILIPS사의 TEA1610을 사용하였고, 변수지정 방법의 타당성을 검증하기 위하여 아래의 <표 2>의 사양으로 실험을 하였다.

<표 2> 실험회로에 사용된 변수들

변수	값
L_k (leakage inductance)	130uH
L_m (magnetizing inductance)	650uH
Cr (resonant capacitor)	4.7nf
fs(switching frequency)	160-230kHz
n(turn ratio)	14



<그림 8> 실험 파형 (V_{gs}, I_{LK})

컨버터의 정격 입력은 AC free voltage 이고 출력은 16V/90W이다. LLC 컨버터는 주파수 가변 제어 방식으로 제어되기 때문에 최소, 최대 주파수가 존재하며 실험에서 얻은 최대 스위칭 주파수는 230KHz이고 최소 스위칭 주파수는 160KHz이다. <그림 8>은 경부하와 중부하일 때의 스위치의 게이트-소스 파형과 누설 인덕턴스의 전류파형을 나타낸 것이며 이론 파형과 일치함을 알 수 있다.

3. 결 론

공진형 컨버터들은 입력전압이 높으면 높은 전압 스트레스로 인하여 스위치의 전도손실이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 노트북용 어댑터를 제작하기 위하여 전압, 전류 스트레스가 높지 않은 LLC 회로를 이용하였고 작은 사이즈와 밀폐 된 공간에 동작이 가능하도록 효율을 높이기 위하여 여러 변수들을 최적으로 선정하도록 하였다. 또한 16V/90W 정격의 컨버터를 제작, 실험하여 타당성을 입증하였고 최대효율은 92%로 측정되었다.

[참 고 문 헌]

[1] Bo Yang, Ffed C. Lee, Alpha J. Zhang, Guisong Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion", APEC 2002, Vol 2, pp. 1108-1112, 10-14 March 2002.

[2] Furukawa Y, Morita K, Yoshikawa T, "A High Efficiency 150W DC/DC Converter", Telecommunication Energy Conference, INTELEC 1994, pp.148-154.

[3] M.K.Kazimierczuk and N.Thirunarayan, "Class D voltage-switching inverter with tapped resonant inductor," Proc. IEE, Pt.B, Electric Power Applications, vol.140,pp. 177-185, May 1993.