

노트북 컴퓨터 어댑터용 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터 최적설계

論 文
56-8-11

Optimal Design of the LLC HB Resonant Converter for Notebook Computer Adapter

柳 炳 先* · 金 昌 宣†
(Byoung-Seon Yoo · Chang-Sun Kim)

Abstract - The topology of LLC half bridge resonant converter provides ZVS characteristic. The voltage stress and current stress are smaller than that of the general resonant converters. So the LLC HB resonant converter can be considered as a optimal circuit for the notebook computer adapter. In the adapter design, we should consider the weight, the size and the 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 as the pre-regulator. It converts AC line input into about DC 390V link voltage of the LLC HB converter input and the converter has 16V/90W ratings. The efficiency measured is about up to 93%.

Key Words ; LLC Half Bridge Resonant Converter, Power Adapter, Notebook Computer

1. 서 론

LLC 하프 브리지 공진형 컨버터는 세 개의 공진소자인 누설 인덕턴스(Lk), 자화 인덕턴스(Lm), 공진 커패시터(Cr)를 이용하여 영전압 스위칭을 실현할 수 있고 낮은 전압, 전류 스트레스와 높은 효율을 기대할 수 있기 때문에 밀폐된 공간에서 동작해야 하는 어댑터용으로 적합하다. 특히 이동성의 편이를 위해 높은 전력밀도를 가져야 하는 데 LLC 공진형 컨버터는 출력 단에 인덕터가 없기 때문에 크기 면에서도 장점을 갖고 있다.^{[1][3]}

본 논문에서는 노트북 컴퓨터용 슬림형 어댑터를 제작하기 위해 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터에 대한 최적 설계를 하였다. 설계에 있어서 우선 고려되어야 할 사항으로는 경박단소화와 열 폭주가 문제가 된다.^[4] 따라서 효율을 높이는 것은 필수적이기 때문에 효율에 가장 큰 영향을 미치는 컨버터의 전력변환 트랜스포머는 최적으로 설계되어야 하며 효율과 관련된 변수들을 고려해야 한다. 제작된 어댑터용 컨버터의 입력전압은 상용 AC 전압이며 PFC회로를 통하여 약 DC 390V로 변환되고 이것이 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 입력 전압인 DC 링크 전압이 된다. 출력은 16V/90W이고 컨버터의 측정된 효율은 약 93%이다.

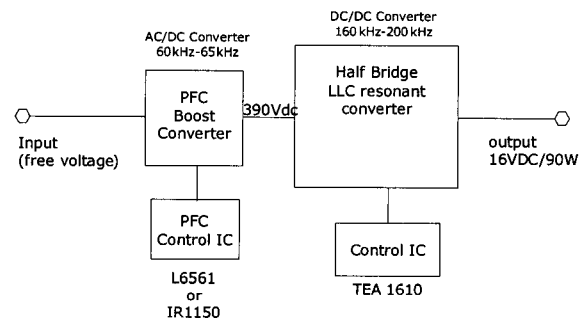


그림 1 LLC 하프 브리지 공진형 어댑터 블록도
Fig. 1 LLC Half Bridge Resonant Adapter Block Diagram

그림 1의 블록도에 표시한 것과 같이 어댑터는 두 부분으로 나뉜다. 어댑터용 컨버터의 입력전압은 상용 AC 전압이며 PFC 회로를 거쳐 약 DC 390V로 변환되어 공진형 컨버터의 입력 전압인 DC 링크 전압이 되고 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터를 통하여 출력 16V/90W를 얻는다.

2. LLC 하프 브리지 공진형 컨버터 최적설계

그림 2는 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본회로이다. 회로는 두 개의 스위치 Q₁, Q₂와 세 개의 공진소자인 누설 인덕턴스(Lk), 자화 인덕턴스(Lm), 공진 커패시터(Cr)로 구성되어 있다. 스위치 Q₁, Q₂는 MOSFETs와 내부 다이오드로 구성된다. 구동 전압인 V_{GS1}, V_{GS2}는 스위칭 주파수가 fs이고 시비율이 약 50%인 전압신호로서 두 스위치 Q₁, Q₂를 교대로 턴온, 턴오프 시킨다. 트랜스포머의 2차측은 중간 탭 정류기 D₁, D₂로 구성되어 있다.

† 교신저자, 正 會 員 : 木浦大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr

* 正 會 員 : 木浦大 工大 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 2007年 5月 30日
最終完了 : 2007年 6月 22日

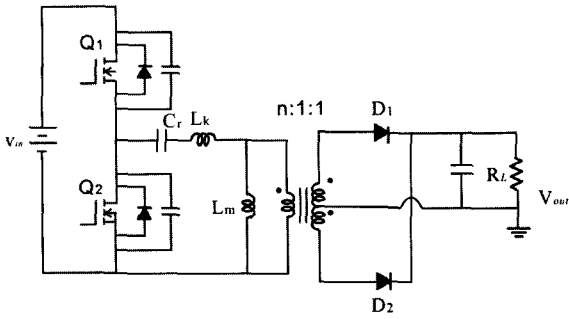


그림 2 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터 기본회로
Fig. 2 LLC Half Bridge Resonant Converter Basic Circuit

2.1 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본동작

· 모드 1 (t0~t1)

스위치 Q2가 턴 오프 될 때 모드1 동작이 시작된다. 이 동작 구간에서 공진전류는 MOSFET, Q1의 내부 다이오드를 통하여 역 방향으로 흐르고 영전압 스위칭 된다. 이 때 Q1이 턴 온 된다. 공진전류는 증가하여 2차측 정류 다이오드 D1을 도통시킨다.

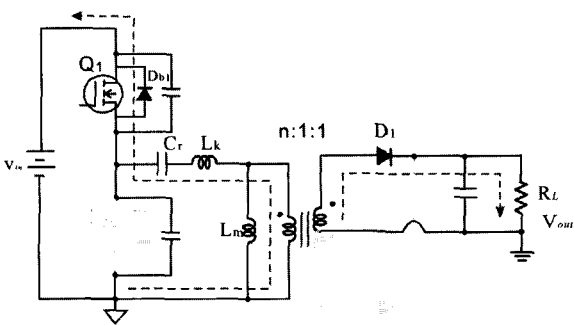


그림 3 모드 1
Fig. 3 Mode 1

· 모드 2 (t1~t2)

이 구간에서 high side 게이트 신호에 의하여 스위치 Q1이 턴 온 되면서 공진전류는 Q1을 통하여 드레인에서 소스 방향으로 흐른다. 2차측 정류 다이오드 D1이 도통되고 자화인덕턴스 전류는 출력전압에 선형적으로 증가된다. 이 모드에서 자화 인덕턴스는 공진에 참여하지 않고 누설인덕턴스와 공진커패시터만이 공진에 참여한다. 즉 이 구간의 동작은 직렬공진컨버터(SRC-series resonant converter)의 동작과 비슷하다. t2점에서 자화인덕턴스와 누설인덕턴스에 흐르는 전류는 같게 된다.

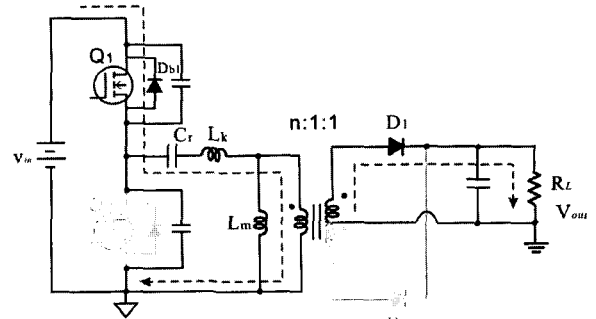


그림 4 모드 2
Fig. 4 Mode 2

· 모드 3 (t2~t3)

누설 인덕턴스와 자화인덕턴스의 전류가 같게 되고 이때 자화인덕턴스도 공진에 참여하여 자화인덕턴스(Lm), 누설인덕턴스(Lr), 공진커패시터(Cr)가 함께 공진한다. 출력측은 트랜스포머와 분리 되어 D1, D2는 모두 역방향 바이어스 된다. 이 모드는 Q1이 턴 오프 할 때 종료된다. 파형에서 알 수 있듯이 스위치 턴 오프시의 전류는 공진 피크전류보다 훨씬 작으므로 턴 오프 손실도 줄일 수 있다.

그 다음의 반주기 동안은 앞의 3개 모드의 동작과 비슷하다. 단 모드4와 모드5에서는 low side 스위치인 Q2와 D2가 도통되고 모드6에서는 자화인덕턴스가 다시 공진에 참여하기 때문에 2차측 다이오드는 역방향 바이어스 된다.

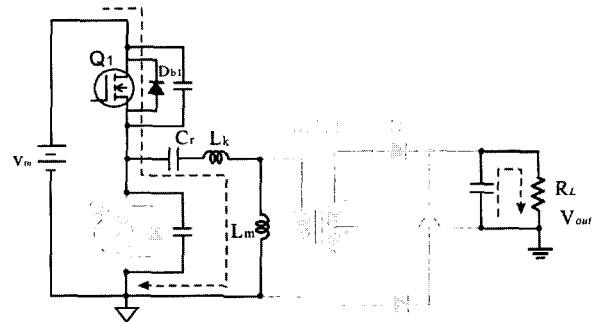


그림 5 모드 3
Fig. 5 Mode 3

2.2 동작파형

LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본 동작과 파형은 그림 6과 같다. 한 주기동안 Db1(body-diode)-Q1(red)-Db2(body diode)-Q2(blue)의 순서로 도통된다. 스위치 Q2가 드라이브에 의하여 턴 오프 되면 VDS2는 증가되고 VDS1는 감소되게 된다. VDS1가 감소되어 -0.7V에 도달되면 Db1이 도통되면서 전류는 Q2에서 Db1으로 흐르게 된다. 이 조건에서 스위치 Q1이 턴 온 되고 전류는 다시 반대방향으로 흐르게 된다. 높은 입력전압에 비해 내부 다이오드 양단에 걸리는 전압

약 -1V는 거의 무시되므로 영 전압상태에서 턴 온 된다. 따라서 턴 온 스위칭 손실은 없으므로 높은 효율을 기대할 수 있다. Dead-time 동안에는 트랜스포머 2차측으로의 에너지 전달이 없으므로 정류다이오드 전류는 불연속모드로 동작하게 된다.

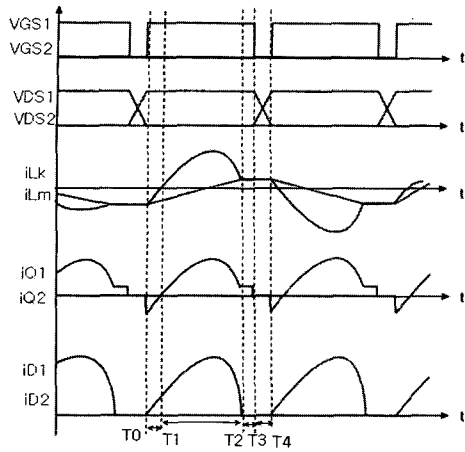


그림 6 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 동작파형
Fig. 6 LLC Half Bridge Resonant Converter Waveform

2.3 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 직류특성

그림 7은 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 직류특성을 나타낸다. 모드 해석을 통해 알 수 있듯이 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터는 두 개의 공진주파수를 갖고 있다. 하나는 누설인덕턴스(Lr)와 공진커패시터(Cr)에 의한 공진주파수 f_1 이고 다른 하나는 자화인덕턴스(Lm), 누설인덕턴스(Lr), 공진커패시터(Cr)에 의한 공진주파수 f_2 이다. LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 동작 영역은 f_2 와 f_1 사이의 ZVS영역으로서 공진주파수와 가까운 영역이다. Q는 load quality factor로서 부하가 작을수록 Gain의 피크 값은 커지면서 f_2 에 가까워지게 되고 출력전압은 커지게 된다. 따라서 스위칭주파수를 제어하여 출력전압을 레귤레이션 시킨다.

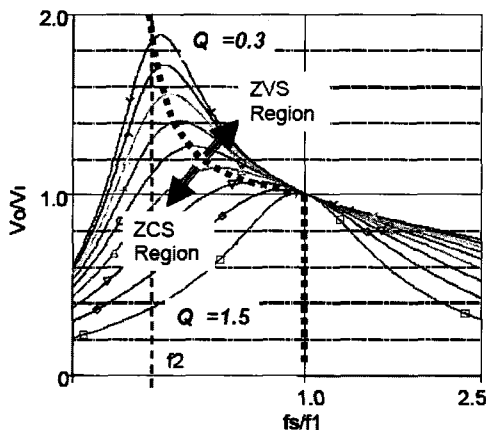
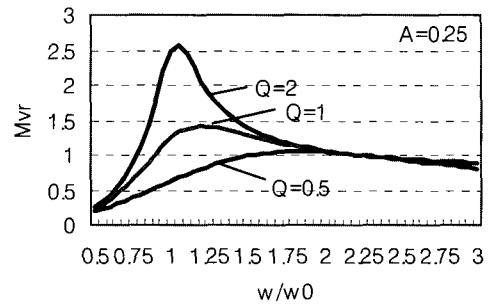


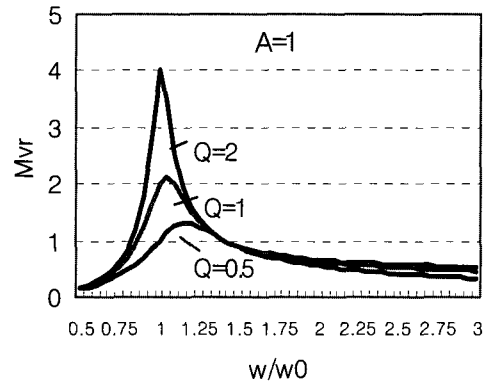
그림 7 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 동작파형
Fig. 7 LLC Half Bridge Resonant Converter Waveform

식 1은 출력전압의 직류 특성을 나타낸다.^[1] Mvr은 출력 전압의 변화율로서 그림 8의 그래프를 비교하여 보면 A값이 작을수록 Mvr은 주파수 ω 의 영향을 적게 받으며 QL값이 클수록 Mvr이 커진다는 것을 알 수 있다. Mvr값이 커지면 전압 스트레스도 커지고 부품 선택에도 영향을 미치기 때문에 Mvr값이 1이 되도록 파라미터들을 선정해야 한다.

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

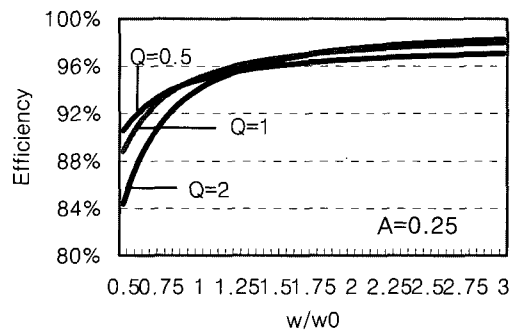


(a) A=0.25



(b) A=1

그림 8 A, Q, 주파수변화에 따른 Mvr
Fig. 8 A, Q The Mvr which it follows in frequency change



(a) A=0.25

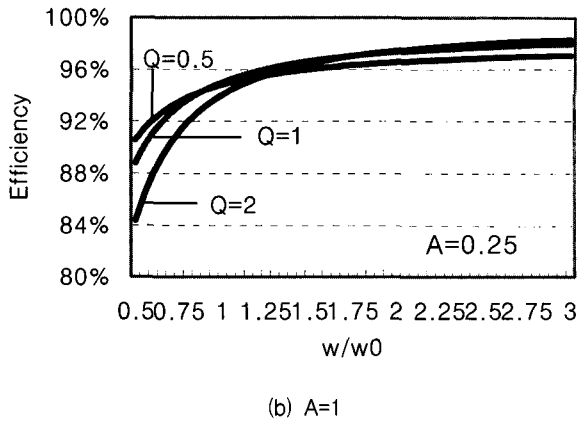


그림 9 A, Q, 주파수변화에 따른 효율
 Fig. 9 A, Q The efficiency which it follows in frequency change

그림 9의 효율을 나타내는 그래프를 보면 A값과 QL 값이 작을수록 비교적 높은 효율을 나타낼 수 있고 ω_0/ω 값을 크게 하면 QL의 영향도 적게 받고 효율도 높다는 것을 알 수 있다. 또 QL이 작으면 부하전류와 출력전력이 적아지기 때문에 90W 어댑터에는 적합하지 않다. 그러므로 Q=1, A=0.25의 값으로 타협(trade off)하게 된다.

2.4 변수들에 대한 타협안(Trade Off)

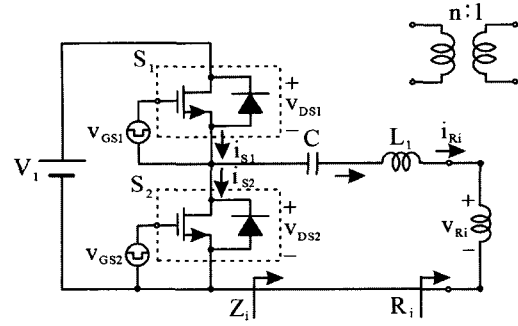
회로 해석을 통해 효율에 영향을 미치는 각종 변수들이 존재한다. 가장 영향을 크게 주는 변수들로는 스위칭 주파수와 공진 주파수, 공진 커패시터(Cr), 변압기의 누설인덕턴스(Lk)와 자화인덕턴스(Lm), 변압기의 권수비 등이다. 그 외에 Q1, Q2, Cr 및 변압기에 의한 기생성분도 영향을 미치게 되며 이러한 변수들을 종합해보면 표1과 같다.

표 1 컨버터의 효율에 영향을 미치는 각종 변수들
 Table 1 The various variables which effect to the efficiency

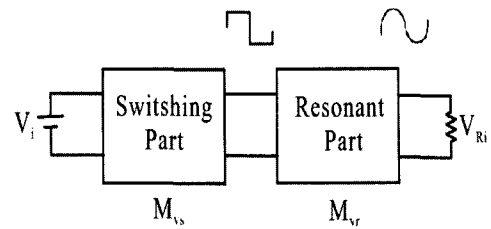
변수	수식	설명
R_i	$R_i = \frac{\pi^2 n^2 R_L}{2\eta}$	n: 턴 비 R_L : 부하저항 η : 효율
$\frac{\omega_0}{\omega}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_k + L_m)C}}$	ω_0 : 공진 각 주파수 ω : 스위칭 각 주파수
A	$A = \frac{L_k}{L_m}$	L_k : 누설 인덕턴스 L_m : 자화 인덕턴스
Q_L	$Q_L = \frac{R_i}{\sqrt{\frac{(L_k + L_m)}{C}}}$	C_r : 공진 커패시터 Q_L : loaded quality
Z_0	$Z_0 = \sqrt{\frac{(L_k + L_m)}{C}}$	Z_0 : 특성 임피던스

2.5 트랜스포머의 권수비 n결정

위에서 Trade off 한 변수를 이용하여 컨버터에서 가장 중요한 변수인 트랜스포머의 권수비를 결정하여야 한다. 변압기의 1차측과 2차측을 따로 분류하여 각각의 실효치 값을 이용하여 구하는 방법을 사용하였다.



(a) 변압기의 1차측



(b) 블록도와 전달함수

그림 10 변압기의 1차측:LLC
 Fig. 10 Primary of Transformer:LLC

그림 10(a)는 변압기의 1차측을 나타내고 그림 10(b)는 블록도와 전달함수로서 표시하였다. 직류전원으로 부터 스위치의 펄스파형 까지 전달함수를 Mvs로 표시하고 펄스파로 부터 1차측의 사인파까지의 전달함수를 Mvr로 표시하여 1차측 사인파의 실효치를 구할 수 있다.

$$V_{DS2} = \begin{cases} V_I & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (2)$$

식 (2)를 이용하여 스위치의 전압을 푸리에함수로 전개하면 식 (3)과 같다.

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

여기서 기본 파 성분은 식 (4)와 같다.

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

그리고 v1의 실효치를 구하면 식(5)와 같다.

$$V_{1rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_I}{\pi} \quad (5)$$

그림 10으로 부터 M_{Vs} 를 식 (6)과 같이 정의할 수 있다.

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

그러므로 변압기 1차측 전압의 실효치는 식 (7)과 같게 된다.

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

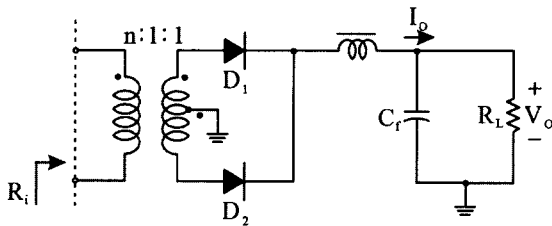


그림 11 변압기의 2차측:Center tap rectifier
Fig. 11 Secondary of transformer:Center tap rectifier

그림 11은 변압기의 2차측을 나타낸다. 출력전압은 정류된 파형의 첨두치와 거의 같기 때문에 2차측 전압의 실효치를 구하면 식 (8)과 같다.

$$V_o \cong \left(1 - \frac{1}{2fR_L C}\right) \cdot V_{rm} \cong V_{rm} \quad (8)$$

여기서 V_{rm} 은 2차측 전압의 첨두치이다. 그러므로 변압기 2차측 전압의 실효치는 식 (9)와 같게 된다.

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

변압기의 1차측과 2차측 실효치로 부터, 즉 식(7)과 식(9)로부터 변압기의 권수비를 구하면 식 (10)과 같다.

$$n \approx \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{R(rms)}}{V_{r(rms)}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot M_{Vr} \cdot V_I}{\frac{V_o}{\sqrt{2}}} = \frac{2 \cdot V_I \cdot M_{Vr}}{\pi \cdot V_o} \quad (10)$$

$A=0.25, Q=1$ 일 때의 M_{Vr} 의 값은 그림 8로 부터 약 0.87이 되기 때문에 n 값은 14-15턴으로 결정된다.

2.6 공진 값 계산

출력 전력으로부터 계산하면

$$P_o = I_o^2 \cdot R_L$$

$$R_L = \frac{P_o}{I_o^2} = \frac{90W}{(6A)^2} = 2.5\Omega \quad (11)$$

부하 저항은 식 (11)과 같이 계산되고 저항의 최소값은 식 (12)와 같이 계산된다.

$$R_{rmin} = \frac{\pi^2 n^2 R_L}{8} = 373.19\Omega \quad (12)$$

M_{Vr} 값을 1로 선택하면 $M_{Vr} = 1, Q_L = 1, A = 0.25$ 일 때 각각 식(13)과 식 (14)와 같다.

$$\frac{f_s}{f_o} = \sqrt{1 + \frac{1}{A}} = \sqrt{5} = 2.24 \quad (13)$$

$$\therefore f_o = \frac{f_s}{2.24} = \frac{200kHz}{2.24} = 89.3kHz \quad (14)$$

수식 $Z_o = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C}$ 과 $Q = \frac{R_i}{Z_o} = \omega_o C R_i = \frac{R_i}{\omega_o L}$ 에 의하여 식 (15)를 구할 수 있다.

$$\therefore C = \frac{Q}{2\pi \cdot f_o \cdot R_{rmin}} = \frac{1}{2\pi \times 89.3k \times 373.19} = 4.77nf$$

$$L = \frac{R_{rmin}}{2\pi \cdot f_o \cdot Q} = \frac{373.19}{2\pi \times 89.3k \times 1} = 665uH$$

$$L_1 = \frac{1}{5} \times L = 133uH$$

$$L_2 = \frac{4}{5} \times L = 532uH \quad (15)$$

이렇게 구한 값들에 의하여 공진주파수를 구해보면 식 (16)과 같다.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{133u \times 4.77n}} = 200kHz \quad (16)$$

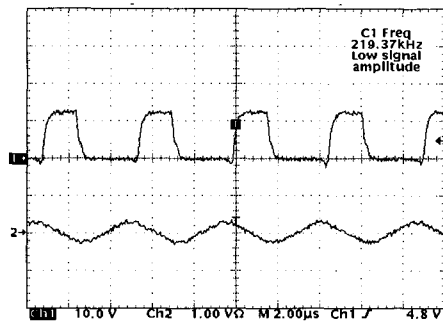
표 2 설계된 각종 변수들

Table 2 The variable parameter

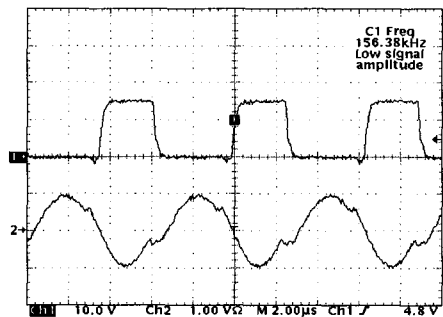
변수	값
L_k (leakage inductance)	130uH
L_m (magnetizing inductance)	650uH
C_r (resonant capacitor)	4.7nf
f_s (switching frequency)	160-230kHz
n (turn ratio)	14

2.7 실험 및 고찰

LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 제어 IC는 PHILIPS사의 TEA1610를 사용하였고, 설계에 사용된 각종 변수들은 표 2와 같다. 컨버터의 정격 입력은 AC free voltage 이고 출력은 16V/90W이다. LLC 하프 브리지 공진형 컨버터는 주파수 가변 제어 방식으로 제어되기 때문에 최소, 최대 주파수가 존재하며 실험에서 얻은 최대 스위칭 주파수는 230KHz이고 최소 스위칭 주파수는 160KHz이다. 그림 12는 경부하와 중부하일 때의 스위치의 게이트-소스 파형과 누설 인덕턴스의 전류파형을 나타내며 이론 파형과 일치함을 알 수 있다.



(a) no load



(b) Full Load

그림 12 실험 파형 (Vgs, ILK)

Fig. 12 Experimental Waveforms (Vgs, ILK)

3. 결 론

공진형 컨버터들은 입력전압이 높으면 높은 전압 스트레스로 인하여 스위치의 전도손실이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 전압, 전류 스트레스가 높지 않고 노트북용 어댑터에 적합한 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터를 설계하였다. 슬림형이면서 밀폐 된 공간에서 열 폭주가 일어나지 않도록 효율을 높이기 위해 여러 변수들을 최적으로 설계 하였다. 또한 16V/90W 정격의 컨버터를 제작, 실험하여 타당성을 입증하였고 측정된 최대효율은 93%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, March 2002.
- [2] Furukawa Y, Morita K, Yoshikawa T, "A High Efficiency 150W DC/DC Converter", 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.
- [4] 황국화, 윤대영, 김창선, "노트북 컴퓨터용 LLC 하프 브리지 공진형 어댑터 설계," 대한전기학회 하계학술대회 논문집(B), pp. 1039-1040, 2006.7.12-18

감사의 글

본 연구는 2006년도 산학협동재단 학술연구비의 지원에 의하여 수행된 연구임.

저 자 소 개

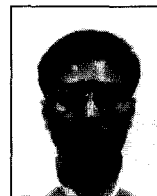


김 창 선 (金昌宣)

1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~현재 목포대학교 전기공학과 부교수

Tel : 061-450-2465, Fax : 061-450-6285

E-mail : cskim@mokpo.ac.kr



유 병 선 (柳炳先)

1989년 한양대 전기공학과 졸업. 2003년 동 공학대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 현재 목포대 전기공학과 박사과정
Tel: 031-253-7776, Fax: 031-253-7776

E-mail: bsyool2@yahoo.co.kr