

The Efficiency Characteristics of LLC Half-Bridge Resonant Converter

김성완* · 김창선†
(Sungwan KIM · Changsun KIM)

Abstract - The resonant converter 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 smaller than that of the general resonant converters. So we can expect the higher efficiency. In this paper, the analysis of the characteristics of the converter efficiency and the best conditions for highest efficiency were investigated. As a result, the efficiency of utilizing up to 93% is achieved.

Key Words : LLC half bridge resonant converter, ZVS, Highest efficiency

1. 서론

그림 1은 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본회로이다. 1차 측 회로는 두 개의 스위치 Q1, Q2와 공진소자 Cr, Lk, Lm으로 구성되어 있다. Cr은 Lk, Lm과 직렬로 연결되었고 부하는 Lm과 병렬로 연결되었다. 스위치 Q1, Q2는 MOSFET와 내부 다이오드로 구성되었으며, 구형파 전압에 의하여 각각 구동된다. 구형파 신호 Vgs는 스위치 Q1과 Q2의 구동파형으로 Vgs1과 Vgs2로 나타내고, 두 스위치 Q1, Q2를 교대로 턴-온, 턴-오프 시킨다. 트랜스포머의 2차 측은 중간 탭 정류기 D1, D2로 구성되었다.[1],[2],[3]

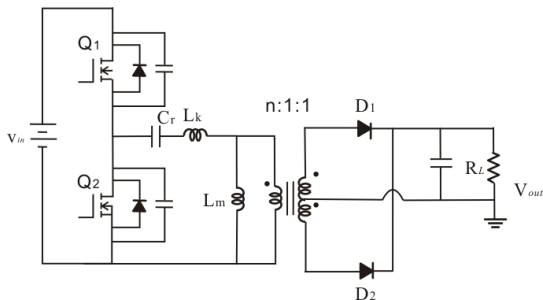


그림 1 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터
Fig. 1 LLC Half-bridge resonant converter

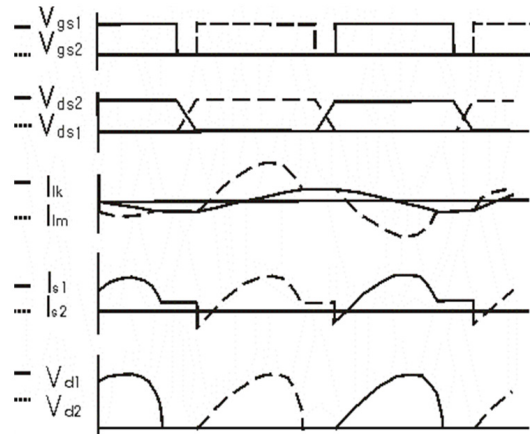


그림 2 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터 동작파형
Fig. 2 Operating waveforms of LLC Half-bridge resonant converter

그림 2는 LLC 하프 브리지 공진형 컨버터의 기본동작 파형이다. 한 주기 동안 Db1(body-diode)-Q1(점선)-Db2(body diode)-Q2(실선)의 순서로 도통된다. 스위치 Q2가 턴-오프되면 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 된다고 볼 수 있다. 즉 턴 온 스위칭 손실은 없으므로 높은 효율을 기대할 수 있다. Dead-time 동안에는 트랜스포머 2차 측으로의 에너지 전달이 없으므로 정류다이오드 전류는 불연속모드로 동작하게 된다.[3],[4]

* 준 회원 : 목포대학 공대 전기공학과 석사과정
† 교신저자, 정회원 : 목포대학 공대 전기공학과 교수
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr
접수일자 : 2011년 4월 21일
최종완료 : 2011년 5월 16일

2. LLC 공진형 컨버터의 ZVS&ZCS 경계조건

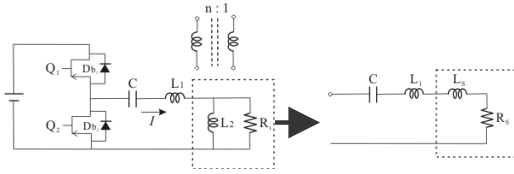


그림 3 LLC 공진형 컨버터 및 직렬등가회로
Fig. 3 LLC resonant converter and serial equivalent circuit

LLC 컨버터의 ZVS&ZCS 경계조건을 알아보기 위하여 앞 절에서와 같이 LLC 컨버터의 파라미터를 아래와 같이 정의한다.

$$A = \frac{L_1}{L_2} \tag{1}$$

$$L = L_1 + L_2 = L_2(1+A) = L_1\left(1 + \frac{1}{A}\right) \tag{2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2)C}} \tag{3}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \tag{4}$$

ω_0 에서의 loaded quality factor

$$Q_L = \frac{R_i}{Z_0} = \frac{R_i}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_i \tag{5}$$

식(2)와 식(5)로부터

$$L_2 = \frac{R_i}{(1+A)\omega_0 Q_L} \tag{6}$$

그림 3은 LLC 공진형 컨버터 회로의 직렬등가회로이다. 여기서

$$L_{eq} = L_1 + L_s \tag{7}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}} = \frac{1}{\sqrt{(L_1+L_s)C}} \tag{8}$$

공진각주파수, ω_r 에서의 Loaded Quality Factor는

$$Q_r = \frac{\omega_r(L_1+L_s)}{R_s} = \frac{1}{\omega_r C R_s} \tag{9}$$

직렬등가회로의 해석에서 알 수 있듯이 ZVS와 ZCS 경계

조건은 ω_r 에 의하여 결정된다. 그리고 그림 3으로부터 입력 임피던스를 아래와 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z &= j\omega A L_2 + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R_i \cdot j\omega L_2}{R_i + j\omega L_2} \\ &= \frac{\left(AR_i + R_i - \frac{R_i}{-\omega^2 L_2 C}\right) + \left(j\omega A L_2 - j\frac{1}{\omega C}\right)}{\left(1 - j\frac{R_i}{\omega L_2}\right)} \end{aligned} \tag{10}$$

$L_2 = \frac{R_i}{(1+A)\omega_0 Q_L}$, $C = \frac{Q_L}{\omega_0 R_i}$, $L_2 = \frac{L}{1+A}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 를 식 (10)에 대입하여 각 항을 각각 계산하여 정리하면

$$Z = \frac{R_i \left\{ (1+A) \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right] + j \frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right\}}{1 - j Q_L (1+A) \frac{\omega_0}{\omega}} = Z e^{j\phi} \tag{11}$$

$$Z e^{j\phi} = R_s + jX_s$$

식(5) $R_i = Q_L Z_0$ 이므로

$$\frac{Z}{Z_0} = Q_L \sqrt{\frac{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left[\frac{\omega}{\omega_0} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]^2}{1 + \left[Q_L (1+A) \frac{\omega_0}{\omega} \right]^2}} \tag{12}$$

3. LLC 공진형 컨버터의 전압 전달함수

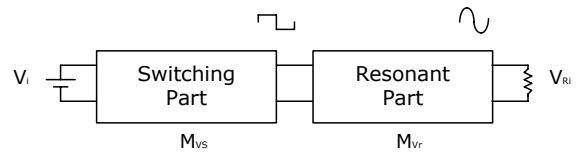


그림 4 LLC 공진형 컨버터의 블록도
Fig. 4 The block diagram of LLC resonant converter

그림 4는 LLC 공진형 컨버터의 스위칭부분과 공진부분 두 부분을 나타내고 있다. DC입력 전압은 제어칩과 스위치에 의하여 구형파를 생성하고 구형파는 공진회로를 통하여 사인파를 생성한다. 각 부분의 전달함수를 각각 구해보면 아래와 같다.

스위칭부분에서의 전달함수를 M_{VS} 로 정의하면 구형파 수식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} V_{ds2} &= V_I \text{ for } (0 < \omega t < \pi) \\ &0 \text{ for } (\pi < \omega t < 2\pi) \end{aligned}$$

푸리에 급수에 의하여 V_I 의 기본파 성분과, 실효값, 피크값은 각각 다음과 같다.

$$v_{i1} = V_m \sin \omega t$$

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

$$V_{m(peak)} = \frac{2}{\pi} V_I$$

따라서

$$\therefore M_{Vs} = \frac{V_{rms}}{V_I} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad (13)$$

공진부분에서의 전달함수를 M_{VR} 을 정의하면

$$M_{VR} = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} = \frac{R_i // XL_2}{Z} \quad (14)$$

$$R_i // XL_2 = \frac{R_i j\omega_r L_2}{R_i + j\omega_r L_2} = \frac{R_i}{1 + \left(\frac{R_i}{j\omega L_2}\right)} \quad (15)$$

$$L_2 = \frac{R_i}{(1+A)\omega_o Q_L} \text{를 윗식에 대입하면}$$

$$R_i // XL_2 = \frac{R_i}{1 - jQ_L \frac{\omega_o}{\omega} (1+A)} \quad (16)$$

식(11)과 식(16)를 식(14)에 대입하면

$$M_{VR} = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} = \frac{1}{(1+A) \left[1 - \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \right] + j \frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} = M_{Vr} e^{j\phi} \quad (17)$$

$$M_{Vr} = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}} \quad (18)$$

L_1 과 C 가 공진할 때 $xL_1 + xC = 0$ 이고 M_{Vr} 값은 1이다. Vdc에서 Vac까지의 전체 전달함수를 $[M_{VI}]$ 라고 정의하면

$$M_{VI} = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_I} = \frac{V_{Ri(rms)}}{V_{rms}} \times \frac{V_{rms}}{V_I} = M_{Vr} \cdot M_{Vs} \quad (19)$$

식(13)와 식(18)을 윗식에 대입하면 식(19)이다.

$$M_{VI} = \frac{\sqrt{2}}{\pi \sqrt{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \right]^2 + \left[\frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega}\right) \right]^2}} \quad (20)$$

4. 에너지 파라미터

공진 전류는 $i = I_m \sin(\omega t - \phi)$ 로 정의할 수 있다. 여기서

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{2 \cdot V_I}{\pi \cdot Z} \quad (21)$$

식(12)를 윗식에 대입하면

$$I_m = \frac{2V_I}{\pi Z_o Q_L} \times \frac{\sqrt{1 + [Q_L \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)(1+A)]^2}}{\sqrt{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \right]^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}} = \frac{2V_I M_{Vr}}{\pi Z_o Q_L} \sqrt{1 + [Q_L \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)(1+A)]^2} \quad (22)$$

출력전력 P_{Ri} 을 수식으로 표현하면 $P_{Ri} = \frac{V_{Ri}^2}{R_i} = \frac{M_{VI}^2 \cdot V_I^2}{R_i}$ 이다.

식(20)을 윗식에 대입하면

$$P_{Ri} = \frac{2V_I^2}{\pi^2 Z_o^2 Q_L^2 \sqrt{(1+A)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \right]^2 + \left[\frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \frac{A}{1+A} - \frac{\omega_o}{\omega}\right) \right]^2}} \quad (23)$$

전도손실 P_r 을 수식으로 표현하면 $P_r = \frac{rI_m^2}{2}$ 이다.

식(22)를 윗식에 대입하면

$$P_r = \frac{2rV_I^2 M_{Vr}^2 \{1 + [Q_L \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)(1+A)]^2\}}{\pi^2 Z_o^2 Q_L^2} \quad (24)$$

여기서

$$r = r_{DS} + r_{Cr} + r_{L1} + r_{Ls} = r_{DS} + r_{Cr} + r_{L1} + \frac{rL_2}{1 + \left(\frac{\omega L_2}{R_i}\right)^2}$$

따라서 컨버터의 효율을 식(25)와 같이 표현할 수 있다.

$$\eta_l = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_r} = \frac{1}{1 + \frac{P_r}{P_{Ri}}} \quad (25)$$

여기서

$$\frac{P_r}{P_{Ri}} = \frac{2rV_I^2 M_{Vr}^2 \{1 + [Q_L \left(\frac{\omega_o}{\omega}\right)(1+A)]^2\}}{\pi^2 Z_o^2 Q_L^2} \times \frac{R_i}{M_{VI}^2 \times V_I^2}$$

$$R_i = Z_0 Q_L$$

$$\left(\frac{M_{Vr}}{M_{Vr}}\right)^2 = \frac{1}{M_{Vr}^2} = \frac{\pi^2}{2}$$

위의 세 개의 식을 식(25)에 대입하면

$$\eta_i = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_i} \{1 + [Q_L (\frac{\omega_0}{\omega}) (1+A)]^2\}} \tag{26}$$

식 (26)에서 $\frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{K}$ 라 하고 대입하면

$$\begin{aligned} \eta_i &= \frac{1}{1 + \frac{r}{Q_L Z_0} [1 + \frac{Q_L}{K} (1+A)]^2} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{r}{Q_L Z_0} [1 + (\frac{Q_L}{K})^2 (1+A)^2 + \frac{2Q_L}{K} (1+A)]} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{r}{Z_0} [\frac{1}{Q_L} + \frac{Q_L}{K^2} (1+A)^2 + \frac{2}{K} (1+A)]} \end{aligned}$$

위 식으로부터 아래와 같은 최대 효율의 조건을 알 수 있고 그림 5와 그림 6은 각 변수에 따른 효율의 변화를 나타낸다.

$$Q_L = \frac{K}{1+A} = \frac{\omega}{\omega_0} \tag{27}$$

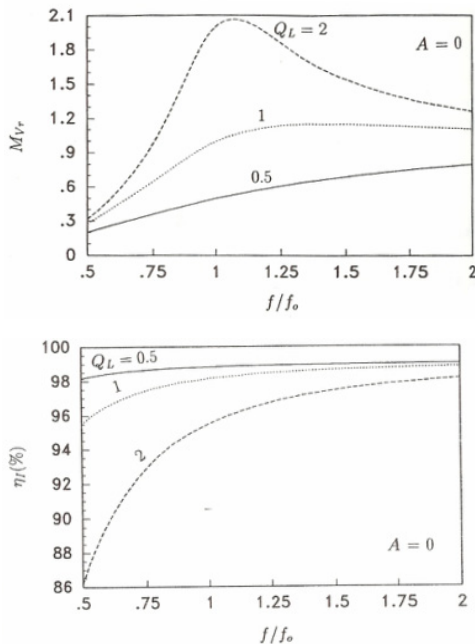


그림 5 $A=0, Q_L, \frac{f}{f_0}$ 변화에 따른 효율의 변화
 Fig. 5 $A=0, Q_L, \frac{f}{f_0}$ Variation of efficiency changes

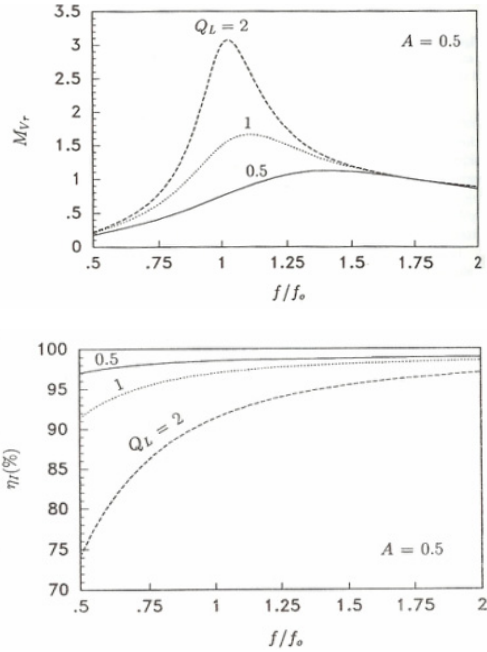


그림 6 $A=0.5, Q_L, \frac{f}{f_0}$ 변화에 따른 효율의 변화
 Fig. 6 $A=0.5, Q_L, \frac{f}{f_0}$ Variation of efficiency change

M_{Vr} 은 출력전압의 변화율로서 그림 5의 두 개 그래프를 비교하여 보면 A값이 작을수록 M_{Vr} 은 주파수 ω 의 영향을 적게 받으며 Q_L 값이 클수록 M_{Vr} 이 커진다는 것을 알 수 있다. M_{Vr} 값이 커지면 당연히 전압 스트레스도 커지기 때문에 부품 선정에도 영향을 받는다. 그러므로 M_{Vr} 값이 1좌우가 되도록 파라미터들을 선정하도록 한다.

그림 6 두 개 효율그래프를 보면 A값이 작을수록, Q_L 값이 작을수록 비교적 높은 효율을 나타냄을 알 수 있고 $\frac{\omega}{\omega_0}$ 값을 크게 하면 Q_L 의 영향도 적게 받고 효율도 높다는 것을 알 수 있다. 또 Q_L 이 작으면 부하전류와 출력전력이 작아지기 때문에 90W 용량에는 적합하지 않는다. 그러므로 실험에서는 $Q_L=1, A=0.25$ 의 적절한 값으로 선정하였다.

5. 실험 및 고찰

위 식(25)~(27)을 바탕으로 최대 효율 조건을 선정하였고, 그 결과 값은 표 1에 나타내었다. 그림 6은 게이트-소스 파형과 공진전류의 파형, 그림 7은 공진커패시터의 전압을 표시한 파형, 그림 8은 Low side 정류다이오드의 전류 파형, 그림 9는 High side 정류다이오드의 전류 파형이다.

TEA1610의 제어칩을 사용하여 전채회로를 구성하였고 전류 및 전압사양에 따라 각각의 부품을 선정하였다. 제어 부분은 TEA1610주변회로로서 저항과 커패시터의 값을 이용하여 스위칭 주파수 및 Dead-time을 조절하였고 피드백 제어부분에서는 Photo-coupler를 이용하여 출력전압을 제어한다. Soft-start부분은 3개의 직렬 저항과 커패시터로 구성

되었다. 파워 Stage부분은 주파수영역 및 Dead-time을 조절하면서 LLC가 정확한 동작영역에서 ZVS스위칭을 하도록 하였다. EFD3030트랜스포머의 와인딩(winding)에 의해서는 충분한 인덕턴스 값을 얻을 수 없었으므로 외부에 작은 인덕터를 추가하여 공진 값을 결정하였다.

표 1 실험 값

Table 1 Experimental values

부품 및 변수	부품 품명 및 변수 값
공진 IC	TEA1610
메인 스위치	IRFB11N50A
트랜스포머	EFD3030
정류다이오드	SBG3045CT
공진 커패시터(Cr)	4.7nF
누설 인덕턴스(Lk)	135uH
자화 인덕턴스(LM)	700uH
턴비(n)	14
deadtime저항	5.6kΩ
최소주파수 저항	39kΩ
최대주파수 저항	75kΩ

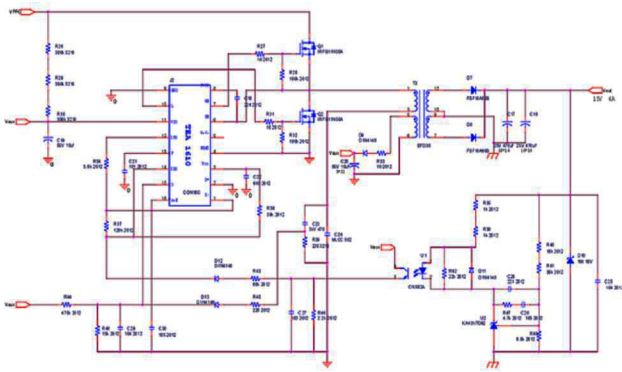


그림 7 실험 회로도

Fig. 7 The experimental circuit

부품선정에 있어서 메인스위치 정류다이오드 및 공진커패시터의 선정에 각별히 유의하여야 한다. MOSFET의 선정에 있어서 도통손실을 줄이기 위해서는 우선 $P_{conduction} = I^2 R_{ds(on)}$ 에 의하여 Rds(on)이 작은 부품을 선정한다. 또 Ciss값이 Rds(on)에 반비례되므로 드라이브손실 역시 고려해야 한다. 즉 $P_{drive} = \frac{1}{2} C_{iss} V^2$ 이므로 Ciss값 역시 작은 값을 선정한다. 즉 타협하여 이 두 값이 적절한 부품을 선정한다. 또 MOSFET의 커패시터 값이 공진에도 영향을 주기 때문에 공진커패시터의 값을 선정할 때 MOSFET의 커패시터 값도 고려해주어야 한다. 정류다이오드를 선정할 때 VF값이 작고 90W 출력이기 때문에 충분한 전류를 낼 수 있는 쇼트키 다이오드를 선정해야 한다. LLC동작 주파수가 200KHz이기 때문에 LLC를 원활하게 동작시키기 위해서는 주파수 특성이 좋은 폴리프로필렌(Polypropylene) 커패시터를 사용하여야 한다.

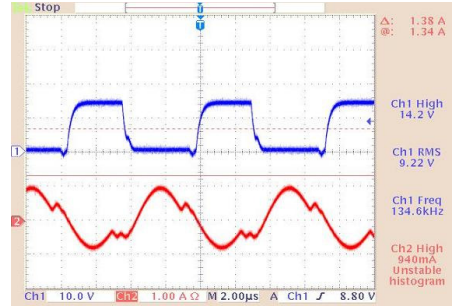


그림 8 V_{GS} & I_{Lk}파형

Fig. 8 V_{GS} & I_{Lk} Waveforms

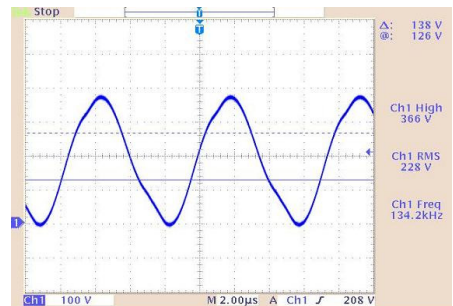


그림 9 공진커패시터 전압

Fig. 9 Resonant capacitor voltages

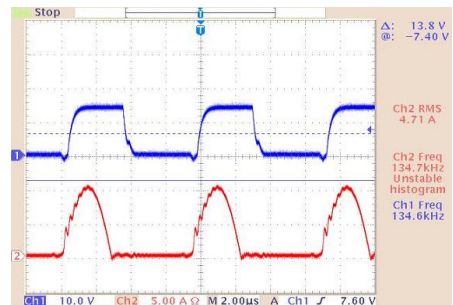


그림 10 Low side V_{GS} 및 Low side 정류다이오드 전류

Fig. 10 Low side V_{GS} and Low side Rectifier diode current

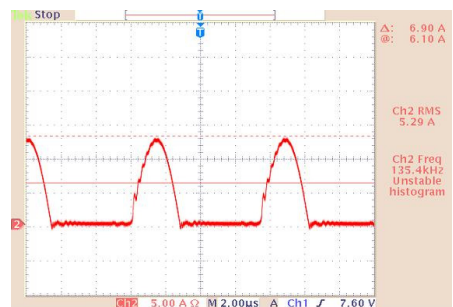


그림 11 High side 정류다이오드 전류

Fig. 11 High side Rectifier diode current

그림 8은 중부하 일 때의 스위치(Low side) 게이트-소스 파형과 공진전류의 파형을 나타낸 것이다. 중부하일 때의 주파수는 134KHz임을 알 수 있고 정확히 LLC 동작영역에

서 동작하며 ZVS조건을 만족한다는 것을 알 수 있다. 그림 9는 공진커패시터의 전압을 표시한 파형이다. 공진파형으로서 중부하 일 때의 최대값은 366V까지 달함을 알 수 있다. 즉 공진커패시터를 선정함에 있어서 주파수특성 및 전압 값에 유의하여야 한다. 그림 10은 Low side정류다이오드의 전류파형을 표시한 것이다. Low side FET가 턴-온 되었을 때, Low side다이오드 역시 도통된다. 그림 11은 High side의 정류다이오드 전류파형이다. 정류다이오드 전류의 피크 값은 약 13A이고 실효치는 5.2A이다. 표 2는 실험으로부터 얻은 효율 특성이고 그림 12는 효율 그래프를 나타낸다.

표 2 효율 특성

Table 2 Efficiency characteristic

Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Iout (A)	Efficiency (%)
390	0.028	15.93	0.5	72.940%
390	0.048	15.926	1	85.075%
390	0.069	15.926	1.5	88.774%
390	0.09	15.923	2	90.729%
390	0.111	15.919	2.5	91.932%
390	0.1325	15.916	3	92.401%
390	0.154	15.912	3.5	92.727%
390	0.1755	15.91	4	92.980%
390	0.197	15.907	4.5	93.169%
390	0.219	15.902	5	93.092%
390	0.241	15.899	5.5	93.036%
390	0.263	15.898	6	92.998%

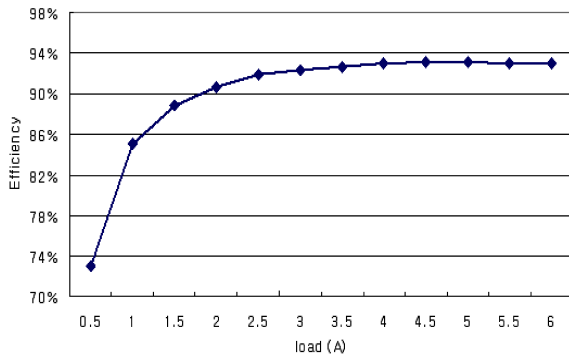


그림 12 효율

Fig. 12 Efficiency

3. 결 론

컨버터에 있어서 입력전압이 높으면 높은 전압스트레스로 인해 스위치의 전도 손실이 증가하게 된다. 또한 넓은 입력 전압 범위의 입력전압을 가질 때 컨버터의 시비율의 변화범 위도 커지면서 전압 스트레스 문제, 변압기 포화 등 여러 문 제가 야기된다. 본 논문에서는 각종 분석을 통해 A값, Q값, 및 $L_k(135\mu H)$, $C_r(4.7mf)$ 을 적절하게 선정함으로써 LLC 컨버 터가 정확한 ZVS 영역에서 동작을 할 수 있도록 설계하였 으며 높은 효율을 얻었고, 타당성을 입증하였다.

감사의 글

본 과제(결과물)는 교육과학기술부 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 시행된 광역 경제권 선도 산 업 인재양성사업의 연구 결과입니다.

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] STEIGERWALD, R., "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 3, No. 2, April 1988, pp.174~182

[3] 황국화, 윤대영, 김창선, "노트북 컴퓨터용 LLC 하프 브리지 공진형어댑터설계," 대한전기학회 하계학술대회 논문집(B), pp. 1039-1040, 2006.7.12-18(강원도 평창군 용평리조트)

[4] 이재득, 이달우, 안태영, "120W급 Half Bridge 공진형 DC-DC 컨버터에 관한 연구", 전력전자학회 2004년도 전력전자학술대회 논문집(II) pp. 747~751, 2004.7

저 자 소 개



김 성 완 (金 成 頑)

1985년 12월 16일생. 2011년 목포대학교 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공 학과 석사과정.
TEL : 061-450-2469
E-mail : curian6@gmail.com



김 창 선 (金 昌 宣)

1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2008 년~현재 목포대학교 전기공학과 교수.
TEL : 061-450-2469
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr