

# 높은 전력밀도를 갖는 500kHz 고주파 LLC 공진형 컨버터

박화평, 최현준, 정지훈  
UNIST(울산과학기술대학교)

## 500kHz high Frequency LLC resonant converter for high power density

Hwapyeong Park, Hyunjun Choi, Jeehoon Jung  
UNIST(Ulsan National Institute of Science and Technology)

### ABSTRACT

본 논문에서는 높은 동작 주파수에서 컨버터를 구성하는 수동 소자들의 사이즈가 작아져, 전력밀도가 증가하는 장점을 이용하기 위하여 500 kHz에서 동작하는 LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 500 kHz에서 기존의 PWM컨버터는 스위칭 손실이 높아 효율이 떨어지고, Asymmetric Half Bridge 컨버터는 2차측 다이오드에 걸리는 전압이 비대칭이기 때문에 전도 손실을 줄이기가 어려우며 경부하 시 ZVS를 유지하기 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 작은 순환 에너지와 작은 Turn off 스위칭 손실을 가지며 경부하 시에도 ZVS를 유지할 수 있는 LLC 공진형 컨버터를 설계 및 제작하고 500 kHz의 고주파에서 높은 전력밀도를 얻을 수 있음을 검증하였다.

### 1. 서론

최근 산업계에서 요구하는 중소규모의 TV, LED 등의 가전 제품을 위해서는 고효율과 높은 전력밀도 및 가격 경쟁력이 높은 절연형 컨버터가 필요하다. 기존의 하드 스위칭 절연형 컨버터들은 100 ~ 1 kW 정도의 용량에서 고효율 및 저가격을 기대하기 어려울 뿐만 아니라 높은 스위칭 손실로 인하여 높은 전력밀도로 제품의 크기를 줄이는 것도 힘들다. 이에 대한 해결책으로 LLC 공진형 컨버터를 사용할 수 있는데 이는 고효율과 높은 가격 경쟁력을 가지고 있을 뿐만 아니라 스위칭 주파수를 높임으로써 전력밀도를 높일 수 있다. 하지만 기존의 LLC 공진형 컨버터 설계는 100 ~ 200 kHz의 동작 주파수 영역에서 효율을 중요한 설계 기준으로 제시하였고 설계상 스위칭 주파수를 높임으로써 얻을 수 있는 높은 전력밀도를 설계에서 간과 하였다. 결과적으로 LLC 컨버터의 고주파수 동작을 위해서는 기존의 설계와는 다른 부분을 고려해야 한다.

본 논문에서 고주파수 LLC 컨버터에 동작 주파수 500 kHz 까지 출력전압을 제어 가능한 아날로그 컨트롤러를 이용하여 실험을 진행하였다. 고주파 동작에서 나타나는 현상을 통하여 고주파 LLC 공진형 컨버터를 설계할 때 고려해야 하는 사항들에 대해 고찰하여 제안한다.

### 2. 본론

#### 2.1 LLC 공진 컨버터의 동작 원리

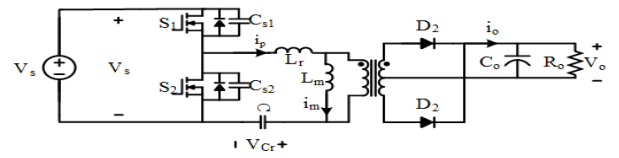


그림 1 LLC 공진 컨버터 회로도

Fig. 1 Circuit diagram of the LLC resonant converter.

그림 1과 같은 LLC 공진형 컨버터에서 자화 인덕턴스의 크기에 의해 SRC 컨버터와 다른 동작 특성을 가지게 되는데, 이때 두 공진 주파수인  $f_{r1}$ 과  $f_{r2}$ 는 식 (1)과 같다.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r) C_r}} \quad (1)$$

공진 주파수의 첨예치를 나타내는 Q factor는 식 (2)와 같다.

$$Q_{factor} = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{n^2 R_0} = \frac{Z_{r1}}{n^2 R_0} \quad (n = N_p/N_s) \quad (2)$$

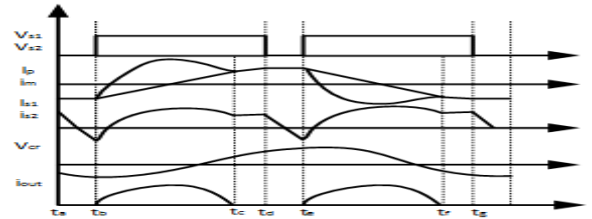


그림 2 기존의 LLC 공진 컨버터 파형

Fig. 2 Conventional waveform of the LLC resonant converter.

그림 2와 같은 기존 컨버터 파형에서 데드 타임이 충분히 작다면 (3)의 식으로 전력전달 구간의  $i_p$ 를 구할 수 있다.

$$i_p = i_p(t_b) \cos w_{r1}(t-t_b) + \frac{V_b}{Z_{r1}} \sin w_{r1}(t-t_b) \quad (3)$$

여기서  $i_p(t_b) = -n(V_0 + V_{Df})L_m^{-1}(T_s/4 - \Delta/2)$

$$V_b = V_s - V_{Cr} - n(V_0 + V_{Df}),$$

$\Delta = t_d - t_c = t_g - t_f$ ,  $w_{r1} = 2\pi f_{r1}$ ,  $V_{Df}$ 는 다이오드 전압 강하,  $V_{Cr}$ 는 공진 커패시터에 걸리는 전압,  $Z_{r1} = \sqrt{L_r/C_r}$ 이다. 이때 자화 전류  $i_m$ 을 구하면 식 (4)와 같이 나타난다.

$$i_m = i_m(t_b) + n(V_0 + V_{Df})L_m^{-1}(t-t_b) \quad (4)$$

$i_m$ 과  $i_p$ 가 같아질 때  $i_p$ 를 식 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$i_p(t) = i_p(t_c)Z_{r2}C_r \cos w_{r2}(t-t_c) + \frac{V_{Cr}(t_c)}{Z_{r2}} \sin w_{r2}(t-t_c) \quad (5)$$

$$\text{여기서 } i_p(t_c) = -i_p(t_b), w_{r2} = 2\pi f_{r2}, Z_{r2} = \sqrt{\frac{(L_m + L_r)}{C_r}}$$

이다. 이후의 반주기는 이전 동작과 비슷한 동작 원리를 보여 준다.

## 2.2 고주파수 컨버터 설계시 고려사항

동작원리에서 나타난 수식과 Q factor와  $L_m/L_r$  간의 상관 관계를 파악하여 컨버터를 설계한다. 먼저  $L_m/L_r$ 이 작으면 순환전류가 작아지고 부하의 주파수 변동범위가 작아서 출력 전압의 제어가 용이하다. 하지만 작은  $L_m/L_r$  값은 과부하 시에 원하는 이득 범위에서 컨버터를 동작시킬 수 없다.  $L_m/L_r$  값이 크면 과부하가 걸리더라도 이득범위 내에서 컨버터를 제어하기 용이한 장점이 있다. 하지만 공진 주파수에서 최대 이득 간의 거리가 멀어져 부하의 변동에 따라 스위칭 주파수의 변화가 커져서 제어하기 용이하지 않은 문제가 있다. 뿐만 아니라  $L_m/L_r$ 의 비가 커지면 순환 전류도 같이 커져 전도 손실이 증가한다.

Q factor는 공진의 침예도를 나타내는 것으로서  $L_r/C_r$ 이 정해졌을 때 부하의 조건에 따라 이득 곡선이 바뀌는 것을 볼 수 있다. 이를 통하여  $L_m/L_r$ 의 비에 따라 최대 부하일 경우에도 원하는 이득 범위를 가질 수 있는 지 확인해야 한다.

본 실험에서는 500 kHz 컨버터를 출력 전압을 제어 가능한 아날로그 컨트롤러로 설계하였는데 이때 아날로그 컨트롤러의 데드 타임이 일정 범위 내로 정해져 있다. 실험에서 사용한 L6509 제어기는 0.2 us ~ 0.4 us의 데드 타임을 가지고 있으므로 500 kHz (2 us)의 상당 부분을 차지하고 있는 것을 알 수 있다. 그림 3의 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 데드타임이 커져 이 기간 동안  $i_p$ 가  $i_m$ 을 따라가지 못하고 출력 다이오드에 기생 커패시터의 방전 전류에 의해서 2차측이 먼저 도통되는 것을 알 수 있다. 스위칭 주파수와 데드 타임에 따른 ZVS 영역을 확보하기 위한  $L_m$ 값을 구하기 위해 시뮬레이션 파형을 보면  $i_m$ 에 의한 영향이 데드 타임의 짧은 시간 내에서 끝남을 알 수 있다. 이때 초기 전류 값은  $i_p = i_m$ 이므로 식 (6)과 같이 나타낸다.

$$i_p(t_a) = \frac{n(V_o + V_{Df})T_s}{4L_m} \quad (6) \quad \text{이}$$

후  $i_p = i_m$ 이 유지되지 못하고 (7)의 값으로 나타낸다.

$$i_p = i_p(t_a)\cos w_{r1}(t) + \frac{V_b}{Z_{r1}}\sin w_{r1}(t) \quad (7)$$

따라서 데드 타임동안  $i_p = i_m$ 의 가정을 바탕으로 제시된 기존의 식 (8)의 값으로  $L_m$ 을 구할 수 없다.

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16C_s f_{s,max}} \quad (8)$$

이를 해결할 방법으로 식 (9)을 제안한다.

$$\frac{n(V_o + V_{Df})t_{dt}}{L_m}(T_{s,min} - 2t_{dt}) \geq 8C_s V_s \quad (9)$$

이는  $i_p = i_m$ 부터  $i_m$ 가 데드타임이 끝나는 지점까지의 값을 구하여 이 값을 이용하여 식 (9)로부터 식 (10)을 유도할 수 있다.

$$L_m \leq \frac{n(V_o + V_{Df})t_{dt}}{8C_s V_s}(T_{s,min} - 2t_{dt}) \quad (10)$$

식 (10)을 사용하여 원하는  $L_m$ 값을 구하여 ZVS 영역을 확보할 수 있다.

## 2.3 시뮬레이션 및 실험 결과

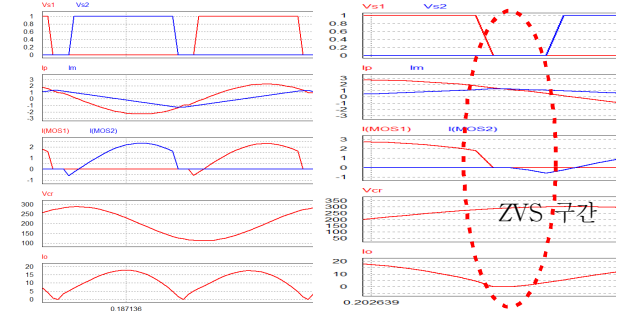


그림 3 520kHz LLC 공진 컨버터 시뮬레이션 전부하시 결과

Fig. 3 520kHz LLC resonant converter simulation result with full load condition

그림 3은 스위칭 주파수 520 kHz에서 LLC 컨버터가 전부하로 동작하는 파형이다. 소프트 스위칭 동작을 확인할 수 있으며 컨버터가 올바르게 설계되었음을 확인할 수 있다.

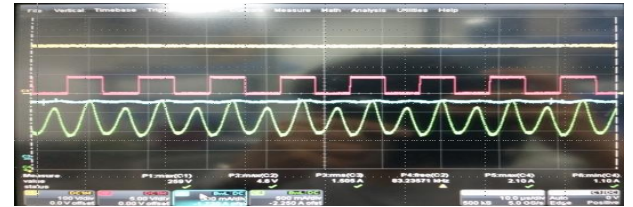


그림 4 520kHz LLC 공진 컨버터 실험 시 전부하시 결과

Fig. 4 520kHz LLC resonant converter experimental result with full load condition

그림 4는 83 kHz에서 전부하로 동작하는 파형이다. 현재의 파형은 목표치와 다르지만 학회논문 발표 시에 520 kHz 대역의 스위칭 파형과 이에 따른 디자인 결과를 보일 예정이다.

## 3. 결 론

본 논문에서는 LLC 공진형 컨버터의 동작원리와 고주파 동작에 대한 고려사항을 살펴보고 설계 방식을 확인했다. 또한 프로토타입 회로 제작을 통해 정상상태 동작을 확인하였다. 현재의 회로 구성 및 결과 값은 설계치보다 낮은 주파수 영역에서 동작하지만 논문발표 시에 500 kHz 대역에서의 동작을 보일 것이다. 이후에도 이보다 높은 주파수에서 동작하는 LLC 컨버터의 특성 및 설계 방법에 대한 연구를 지속적으로 수행할 예정이다.

This work was supported by the 2014 Creativity & Innovation Research Fund (Project No. 1.140020) of UNIST(Ulsan National Institute of Science and Technology)

## 참 고 문 헌

- [1] Jee hoon Jung, and Joong gi Kwon. "Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter." Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. IEEE, 2007.
- [2] Lu, Bing, et al. "Optimal design methodology for LLC resonant converter." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty First Annual IEEE. IEEE, 2006.