

## LED 광원구동을 위한 비대칭 하프브리지 공진형 컨버터 설계

김철진, 정창교, 정천호, 박정오  
한라대학교

### The design of asymmetric half bridge resonant converter for Power LED Driver

Cherl-Jin Kim, Chang-Gyeo Jung, Chun-Ho Jeoung, Jeong-O Park  
Halla University

**Abstract** - LLC 하프브리지 공진형 컨버터는 일반적으로 게이트 구동 드라이버, 구형파 발생부, 공진회로 및 정류회로로 구성되어 있다. 구형파 발생기는 두 개의 스위치 소자가 각각 50%의 주기와 약간의 데드타임을 가지고 반복하여 동작함으로써 구형파 전압을 발생하며, 공진회로에 구형파 전압이 인가되어도 높은 차수의 고주파 전류를 필터링하여 기본적으로 정현파 전류만 흐르도록 한다. 본 연구에서는 LLC 컨버터를 이용하여 LED를 구동을 하였고 시뮬레이션 결과를 실제 실험을 통해서 비교하였다.

#### 1. 서 론

최근 저탄소 녹색성장이 이슈화 되면서 자연친화적이고 소비전력을 절감할 수 있는 광원인 LED가 대두 되었다. 기존 광원은 정전압으로 제어 가능했지만 LED광원은 반도체 소자로서 저항 소자와 마찬가지로 발열에 의해 과도한 전류가 흘러 회로가 소손될 우려가 있다. 이를 방지하고 신뢰도 높은 구동을 위해서는 정 전류 구동을 해야 한다.

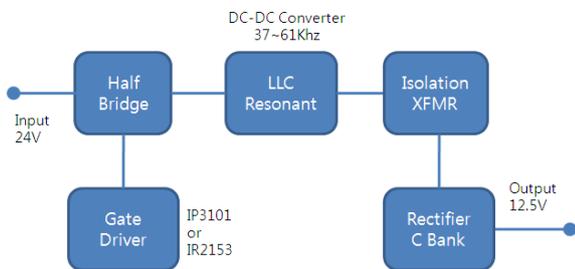
또한, 스위치 모드 전원장치(SMPS)의 전력밀도를 높이기 위한 노력이 수동소자의 크기에 의해 제한되어 왔다. 회로의 고주파 동작으로 트랜스포머 및 필터 같은 수동소자의 크기를 현저히 저감할 수 있으나, 이 경우 고주파에서의 스위칭 손실이 증가하게 된다.

본 연구에서는 세 개의 공진소자인 누설 인덕턴스, 자화 인덕턴스, 공진 커패시터를 이용하여 스위칭 하고 낮은 전압, 전류 스트레스와 높은 효율을 기대할 수 있는 LLC 하프브리지 공진형 컨버터를 제시하고 있다.[1] 스위칭 손실을 저감하고 고주파 동작을 실현하기 위하여 공진을 이용한 방식은 전력의 변환과정이 정현적이고 스위치소자의 소프트 스위칭이 가능하므로 스위칭손실과 노이즈를 현저하게 경감할 수 있다.[2]

LLC 공진 컨버터 회로는 LC직렬 공진 컨버터와 유사하지만 자화인덕턴스로 인해 차별화된 다른 특징을 가지며, 실제 설계에서 이 병렬 인덕터는 트랜스포머의 자화인덕턴스로 사용된다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 LLC 하프브리지 공진 컨버터 개요



〈그림 1〉 LLC 하프브리지 공진컨버터 블록도

〈Fig 1〉 LLC Halfbridge Resonant converter Block-diagram

그림 1의 블록도에 표시한 것과 같이 LLC 공진 컨버터는 DC24V를 입력받아 구형파를 만드는 하프브리지 및 게이트 구동 드라이버와 구형파를 정현파로 만들기 위한 LLC 공진부로 나뉜다. 또한, 1,2차 절연된 트랜스포머의 2차측 정현파 전압을 정류하여 LED 4개를 직렬구동하기 위해 DC12.5V의 출력을 만든다.

##### 2.2 LLC 하프브리지 공진형 컨버터 해석

그림 3은 LLC 하프브리지 공진형 컨버터의 기본 회로도를 제시하고 있다. 여기서  $L_m$ 은 병렬인덕턴스 성분으로 동작하는 자화인덕턴스,  $L_r$ 은 누설인덕턴스 성분인 직렬공진 인덕턴스를,  $C_r$ 은 공진 커패시터를 각각 의미한다. 이 파라미터를 이용하여 전압이득  $M$ 을 구하면 다음과 같다.

$$M = \frac{2n \cdot V_O}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{w_s}{w_o}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{w_s^2}{w_p^2} - 1\right) + j \frac{w_s}{w_o} \left(\frac{w_s^2}{w_o^2} - 1\right)(m-1)Q} \right| \quad (1)$$

$$\text{여기서, } L_p = L_m + L_r, R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, m = \frac{L_p}{L_r}$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}}, w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, w_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

이득관계식에서 두 개의 공진주파수가 존재하는데, 하나는  $L_r$ 과  $C_r$ 에 결정( $w_o$ )되고 다른 하나는  $L_p$ 와  $C_r$ 에 의해 결정( $w_p$ )되며  $L$ 과  $C$  변화로 원하는 공진주파수를 결정할 수 있다.

스위칭 주파수가 공진주파수  $w_o$ 에 근접하면 부하점  $Q$ 의 변동에도 단위이득은 1이 나오므로 스위칭주파수와 공진주파수 같다고 가정하면( $w_s = w_o$ ) 식 1은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$M = \left| \frac{\left(\frac{w_s}{w_o}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{w_s^2}{w_p^2} - 1\right) + \left(\frac{w_s^2}{w_o^2} - 1\right)(m-1)} \right| \quad (2)$$

$$= \frac{(m-1) \cdot w_p^2}{w_o^2 - w_p^2} = \frac{\left(\frac{L_p}{L_r} - 1\right) \cdot \frac{1}{L_p C_r}}{\frac{1}{L_r C_r} - \frac{1}{L_p C_r}} = \frac{L_p/L_r - 1}{1/L_p C_r - 1/L_r C_r} = 1$$

실질적인 회로설계에서 2차 측의 누설인덕턴스에 의해 발생하는 가상이득  $M_V$ 를 적용하여 식 1의 이득 관계식을 변형하면, 식 (3)과 같다.

$$M = \frac{2n \cdot V_O}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{w_s}{w_o}\right)^2 \cdot (m-1) \cdot M_V}{\left(\frac{w_s^2}{w_p^2} - 1\right) + j \left(\frac{w_s}{w_o}\right) \cdot \left(\frac{w_s^2}{w_o^2} - 1\right) \cdot (m-1)Q^e} \right| \quad (3)$$

$$= \left| \frac{\left(\frac{w_s^2}{w_o^2}\right) \sqrt{m(m-1)}}{\left(\frac{w_s^2}{w_p^2} - 1\right) + j \left(\frac{w_s}{w_o}\right) \cdot \left(\frac{w_s^2}{w_o^2} - 1\right) \cdot (m-1) \cdot Q^e} \right|$$

$$\text{여기서, } Q^e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}^e}, R_{ac}^e = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{R_o}{M_V^2}, m = \frac{L_p}{L_r}, \text{ 이다.}$$

부하의 변동에도 불구하고 공진 주파수  $w_o$ 에서의 이득은 다음과 같다.

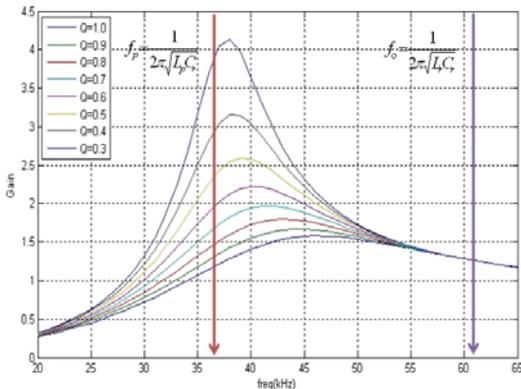
$$M = M_V = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \text{ 일때 } w_s = w_o \quad (4)$$

식(2)에서 직렬 인덕터로 개별코어를 사용했을 때는 공진주파수  $w_o$ 에서의 이득은 1이된다.

그러나 트랜스포머 2차측의 누설인덕턴스에 의해 나타나는 가상이득 Mv 때문에 식(4)와같이 공진주파수  $w_o$ 에서의 이득은 1보다 크게 된다.

**<표 1> LLC 하프브리지 공진형 컨버터 설계 파라미터**  
**<Table 1> LLC Halfbridge resonant converter Design Parameters**

구분	파라미터	설계치
누설인덕턴스	$L_r$	110uH
자화인덕턴스	$L_m$	220uH
공진커패시터	$C_r$	56nF
스위칭주파수	$f_s$	37~61kHz
권수비	n	1



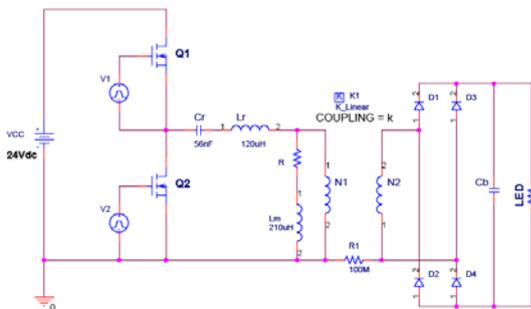
**<그림2> Q값에 따른 이득 특성곡선**  
**<Fig 2> Q Value Gain Curve**

위 그림은 표1의 설계 파라미터 값을 식3에 적용하여 Q의 변화에 대한 이득 특성을 나타낸 것이다.  $f_o$ 는  $L_r$ 과  $C_r$ 에 의한 공진주파수이고  $f_p$ 는  $L_p$ 와  $C_r$ 에 의한 공진주파수로 각각 37kHz에서 61kHz의 범위에 존재하며 실제 실험에서도 동일한 주파수 대역이 확인되었다.

설계한 LLC공진 컨버터의 이득은 스위칭주파수가 공진 주파수  $f_o$  근처에서 부하에 대해 거의 독립적인 특성을 나타내며 이는 공진주파수 부근에서 스위칭주파수의 미소한 변동으로 컨버터를 동작할 수 있는 특징을 나타낸다.

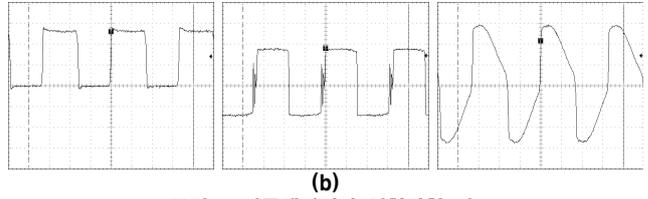
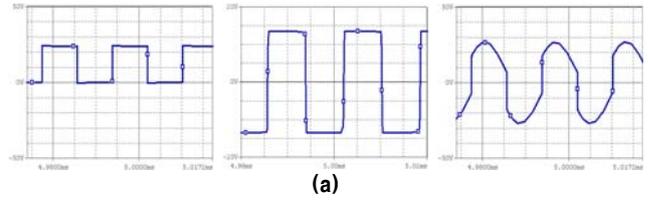
부하의 감소로 Q가 감소함에 따라 피크 이득주파수는  $f_p$ 로 이동함으로써 보다 높은 피크이득에 도달하고 반대로 부하의 증가로 Q가 증가하면 피크이득주파수는  $f_o$ 로 이동하고 피크이득은 감소한다.

### 2.3 LLC 공진회로 실험 및 시뮬레이션 비교



**<그림3> LLC 하프브리지 공진컨버터 시뮬레이션 회로도**  
**<Fig 3> LLC Halfbridge resonant Converter Simulation Circuit**

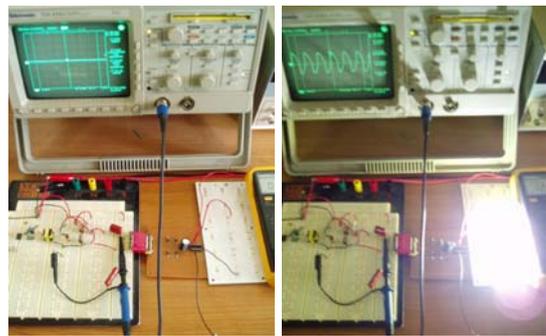
그림 3은 LLC하프브리지 공진회로의 시뮬레이션 회로도를 보여주며 MOSFET 게이트단에 Pulse트랜스포머가 장착되어 Q1, Q2를 교대로 스위칭 한다. 스위칭 주파수는 61kHz이고 출력전압은 DC12.5V이며 부하는 LED4개를 직렬연결 하였다.



**<그림4> 시뮬레이션과 실험파형 비교**  
**<Fig 4> Comparison of Simulation and experimentation**  
**(a)시뮬레이션 파형 (b)실험 파형**  
**(a) Simulation wave (b) experimentation wave**

그림 3의 회로를 이용하여 시뮬레이션 결과를 확인 하였고 시뮬레이션 파형 a와 실험파형 b가 비교적 잘 일치하였다.

실험 파형과 시뮬레이션 파형의 차이는 측정된 실험 파라미터의 미소한 오차에 의해 발생되고 실질적부하인 LED의 등가적인 시뮬레이션 모델을 충분히 고려하지 않았기 때문에 발생되었다. 그림 5는 실제 점등전과 점등후의 모습이다.



**<그림5> 실제 점등전과 점등후의 모습**  
**<Fig 5> LED On/Off Test**

### 3. 결 론

누설인덕턴스 직렬공진커패시터 및 자화인덕턴스를 이용하여 회로를 간단하게 구성하였고 다수의 LED 점등이 가능하였다.

약 61kHz의 공진주파수에서 부하의 변동에도 불구하고 이득이 약 1.3으로 일정하게 나타나고 37kHz부근 에서는 부하에 따라 이득이 변화하며, 부하의 특성에 따라 두 개의 공진 파라미터  $f_p$ 와  $f_o$ 대역 안에서 주파수를 가변함으로써 이득을 조절하여 출력전압을 변화 시킬 수 있다. 부하의 변동에 관계없이 예측 가능한 출력 값을 얻을 수 있기 때문에 안정적인 LED구동이 가능하였다.

본 연구에서는 실험을 위해 입력 전원으로 DC24V를 사용하였으나 출력 트랜스포머의 권선비 및 인덕턴스 파라미터를 조절하여 400V의 PFC 출력전압을 대체하여 사용이 가능하기 때문에 다수의 LED구동을 할 수 있다.[3]

### [참 고 문 헌]

- [1] Byoung-Seon Yoo, Chang-Sun Kim, "Optimal Design of the LLC HB Resonant Converter for Notebook Computer Adapter", KIEE 56-8, 1418-1423, 2007.8
- [2] 김철진 외, "전력전자시스템 이론과 설계", pp. 492-528, 2002.2
- [3] 김철진 외, "능동 클램프 모드로 동작하는 단일 전력단 AC/DC 컨버터에 의한 역률개선", 대한전기학회 논문지 50B-8-4, pp. 392~400, 2000.
- [4] STMicroelectronics, "LLC resonant half-bridge converter design guideline" AN2450, 1-32, 2007.10, www.st.com