

## 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.

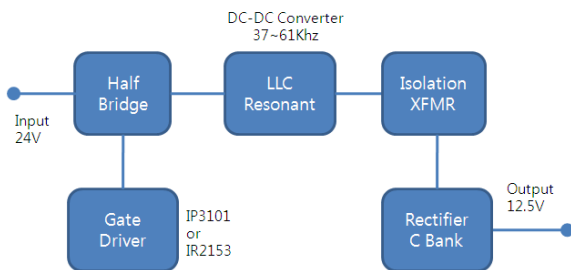
또한, 스위치 모드 전원장치(SMPS)의 전력밀도를 높이기 위한 노력이 수동소자의 크기에 의해 제한되어 왔다. 회로의 고주파 동작으로 트랜스포머 및 필터 같은 수동소자의 크기를 현저히 저감할 수 있으나, 이 경우 고주파에서의 스위칭 손실이 증가하게 된다.

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 고주파동작을 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 M을 구하면 다음과 같다.

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

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 L과 C 변화로 원하는 공진주파수를 결정할 수 있다.

스위칭 주파수가 공진주파수  $w_o$ 에 근접하면 부하점 Q의 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.

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

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

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

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

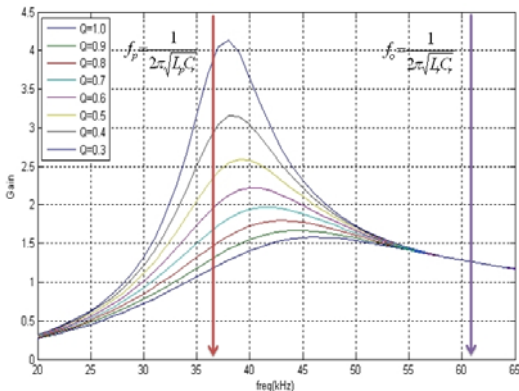
$$M = M_V = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \text{ 일때 } w_s = w_o \quad (4)$$

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 Halfbridge resonant converter Design Parameters  
 <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



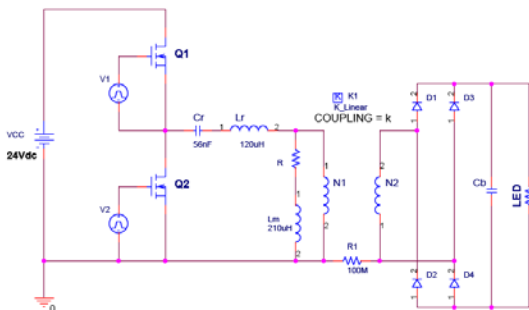
〈그림2〉 Q값에 따른 이득 특성곡선  
 <Fig 2> Q Value Gain Curve

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.

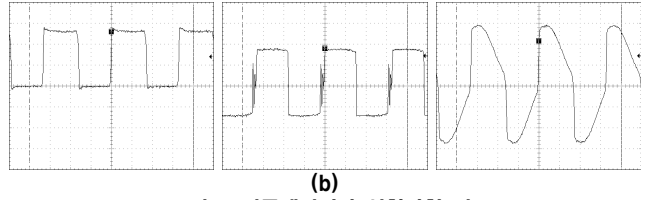
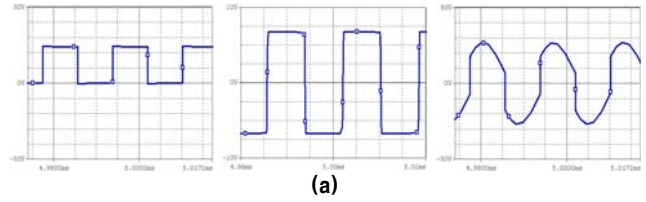
부하의 감소로 Q가 감소함에 따라 피크 이득주파수는  $f_p$ 로 이동함으로써 보다 높은 피크이득에 도달하고 반대로 부하의 증가로 Q가 증가하면 피크이득주파수는  $f_o$ 로 이동하고 피크이득은 감소한다.

### 2.3 LLC 공진회로 실험 및 시뮬레이션 비교



〈그림3〉 LLC Halfbridge resonant Converter Simulation 회로도  
 <Fig 3> LLC Halfbridge resonant Converter Simulation Circuit

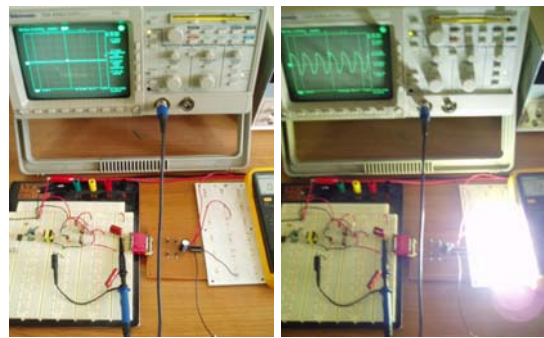
그림 3은 LLC Halfbridge 공진회로의 시뮬레이션 회로도를 보여주며 MOSFET 게이트단에 Pulse 트랜스포머가 장착되어 Q1, Q2를 교대로 스위칭 한다. 스위칭 주파수는 61kHz이고 출력전압은 DC12.5V이며 부하는 LED4개를 직렬연결 하였다.



〈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 37kHz 부근에서는 부하에 따라 이득이 변화하며, 부하의 특성에 따라 두 개의 공진 파라미터  $f_p$ 와  $f_o$ 대역 안에서 주파수를 가변함으로써 이득을 조절하여 출력전압을 변화시킬 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