

LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성 분석

Analysis of No-load Characteristics in LLC Resonant Converter

권민준* · 이우철†

(Min-Jun Kwon · Woo-Cheol Lee)

Abstract - LLC resonant converter is popular with industrial fields because it can be achieved high efficiency by zero voltage switching (ZVS). As interest grew, analysis of characteristics in LLC resonant converter have been actively studied. Generally, characteristic of LLC resonant converter is analyzed based on first harmonic approximation(FHA). The FHA analysis represents the characteristics of LLC resonant converter by obtaining the series resonant operation. FHA analysis of LLC resonant converter in load condition is correct, but it is not correct in no load condition. This paper proposed analysis of characteristics considering the parasitic components to overcome the limitation of FHA and analyze no-load characteristics. The validity of the proposed method has been investigated by simulation and experimental results.

Key Words : LLC Resonant Converter, FHA, No-load condition

1. 서론

LLC 공진형 컨버터는 높은 전력밀도 및 고효율을 달성할 수 있다는 장점으로 다양한 산업분야에서 각광 받고 있으며, 그에 따른 연구가 활발하게 진행되고 있다[1-3].

다양한 응용분야에 적용되기 위해서는 LLC 공진형 컨버터의 특성을 분석해야 할 필요가 있으며, 그에 따른 분석 방법이 연구되어 왔다. LLC 공진형 컨버터를 분석하기 위한 방법들 중에 가장 대표적으로 널리 사용되는 방법은 FHA (First Harmonic Approximation) 분석 방법이다. FHA 분석방법이란 LLC 공진형 컨버터의 기본파 성분만을 고려한 등가회로를 통하여 주파수 영역에서 특성을 분석하는 방법이다. 이는 고조파 성분을 고려하지 않고 기본파 성분만을 고려한 분석 방법으로 직렬 공진에 가까운 동작 특성을 얻을 수 있어 LLC 공진형 컨버터의 특성을 잘 보여준다는 장점을 가지게 된다[2][4]. FHA 분석방법의 경우 부하 조건에서 LLC 공진형 컨버터의 특성을 잘 보여주는 반면, 무부하 조건 또는 매우 낮은 경부하 조건에서는 컨버터의 실제 동작 특성과 상이한 결과를 보이며 특성을 잘 나타내지 못하는 것을 확인할 수 있었다. 이에 본 논문은 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 분석하기 위한 논문으로 기존 분석방법의 한계점을 파악하고 무부하 특성을 보다 정확하게 분석하기 위하여 연구를 진행하였다. LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 분석하기 위한 방

법으로 무부하 동작에 영향을 끼치는 기생성분을 고려하여 분석할 것을 제안한다. 제안한 방법을 통해 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 분석하고, LLC 공진형 컨버터의 시뮬레이션 및 실제 하드웨어 구성을 통한 실험결과로 분석 내용을 확인하였다.

2. 본 문

2.1 LLC 공진형 컨버터

그림 1은 LLC 공진형 컨버터의 기본회로이다. 컨버터의 구성은 Half bridge 형태로 스위치를 이용한 구형파 발생기, 공진 커패시턴스 C_r 과 공진 인덕턴스 L_r 그리고 자화 인덕턴스 L_m 으로 구성된 공진 탱크, 그리고 교류를 직류로 정류하기 위한 정류회로로 구성되어 있다. 분야에 따라 구형파 발생기는 Full bridge 형태로 구성할 수도 있으며, 정류회로 또한 Center tapped, Voltage doubler 등 다른 형태가 적용될 수 있다. LLC 공진형 컨버터는 파라미터간의 공진효과를 통한 ZVS (Zero Voltage Switching) 달성으로 높은 효율을 달성할 수 있다는 장점을 갖는다[1][5].

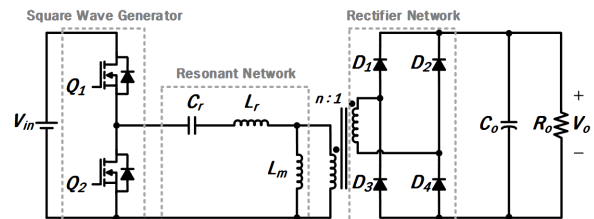


그림 1 LLC 공진형 컨버터의 회로

Fig. 1 LLC resonant converter circuit

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Electronic & Control Engineering, Institute for information technology convergence, Hankyong National University, Korea
 E-mail: woocheol@hknu.ac.kr

* Dept. of Electrical Electronic & Control Engineering, Hankyong National University, Korea

Received : October 26, 2017; Accepted : February 2, 2018

2.2 LLC 공진형 컨버터 기본 분석

LLC 공진형 컨버터의 특성을 분석하기 위한 방법 중 일반적으로 가장 널리 알려진 방법은 FHA 분석방법이다. FHA 분석방법은 전압 전류의 기본파 성분만으로 가정한 AC 등가회로를 주파수 영역에서 분석하는 방법이다.

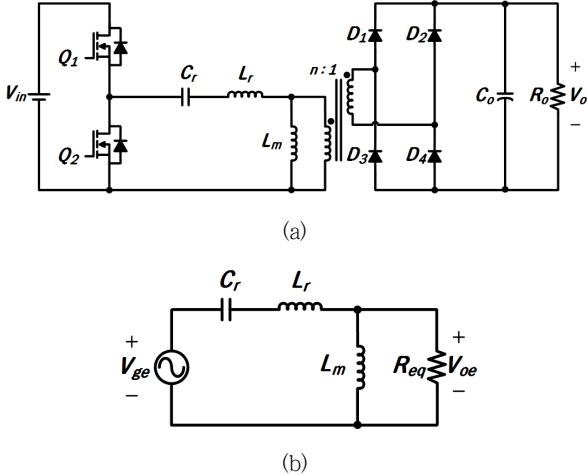


그림 2 LLC 공진형 컨버터의 등가회로
(a) LLC 공진형 컨버터 회로, (b) AC 등가회로.

Fig. 2 Equivalent circuit of LLC resonant converter
(a) LLC resonant converter circuit, (b) AC equivalent circuit.

그림 2는 FHA 분석을 통해 얻어진 LLC 공진형 컨버터의 AC 등가회로 이다. 등가회로는 공진탱크를 구성하는 공진 커패시턴스, 공진 인덕턴스, 자화 인덕턴스 그리고 등가 부하저항으로 구성 되어있다. 등가회로를 통해 LLC 공진 컨버터의 공진주파수를 계산할 수 있다. LLC 공진 컨버터의 공진주파수는 공진 커패시턴스 C_r , 공진 인덕턴스 L_r , 자화인덕턴스 L_m 그리고 변압기 2차 측 누설 인덕턴스 L_{l2} 로 계산된다. 일반적으로 2차 측 누설 인덕턴스 L_{l2} 값이 매우 작기 때문에 고려하지 않을 경우 LLC 공진형 컨버터의 공진주파수 f_r 는 다음과 같다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

등가 부하저항은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$R_{eq} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} R_o \quad (2)$$

그림 3은 FHA 분석을 통해 얻을 수 있는 LLC 공진형 컨버터의 이득특성곡선이다. 특성곡선은 스위칭 주파수와 공진주파수의 정규화 비 $f_n = f_s / f_r$ 에 따른 이득 M 을 나타낸다. LLC 공진형 컨버터는 부하조건에 따라 각기 다른 이득을 갖는다는 것을 확인

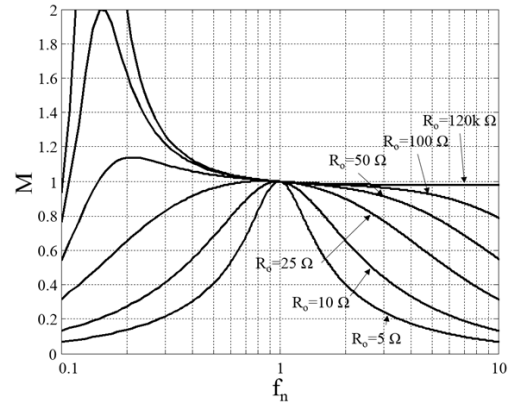


그림 3 LLC 공진형 컨버터의 특성곡선
Fig. 3 Characteristics curve of LLC resonant converter

할 수 있으며, 스위칭 주파수를 조절하는 것으로 LLC 공진형 컨버터의 이득을 조절할 수 있다는 것을 알 수 있다.

FHA 분석을 통하여 LLC 공진형 컨버터 무부하조건 특성 또한 확인할 수 있다. 실제 LLC 공진형 컨버터의 회로를 구성할 경우 Snubber 회로나 ADC(Analog to Digital Converter) 회로에 의한 저항 값들이 존재하기 때문에 이상적인 무부하가 될 수 없다. 정확한 분석을 위해 회로에 존재하는 매우 낮은 경부하 값을 적용 분석하여야 한다. 본 논문에서는 120 kΩ을 기준으로 매우 낮은 경부하 즉 무부하 조건으로 생각하였다. LLC 공진형 컨버터 무부하조건 특성 f_n 이 1이 되는 지점 우측 기준으로 스위칭 주파수와 관계없이 일정한 것을 확인할 수 있다. 하지만 실제 LLC 공진형 컨버터를 무부하 조건에서 동작시킬 경우 분석 내용과 전혀 다른 결과가 나타나게 된다. 실제 무부하 조건의 이득은 일정한 값을 갖지 않으며 선형적인 특성을 보이지 않고 스위칭 주파수에 따라 이득이 변하는 동작을 보인다.

이러한 FHA 분석의 한계점을 보완하기 위하여 다양한 기생성분의 영향이 연구되었다. 그 중 다이오드 기생 커패시턴스의 영향이 무부하 특성에 영향을 주며 분석에 고려할 필요가 있었다 [6].

그림 4는 다이오드 기생 커패시턴스를 고려한 LLC 공진형 컨버터의 AC 등가회로 이다. 여기서 등가 커패시턴스 C_{jeq} 는 다음과 같다.

$$C_{jeq} = \frac{C_j}{n^2} \quad (3)$$

그림 5는 그림 4 등가회로를 통해 얻어진 C_j 를 고려한 LLC 공진형 컨버터 무부하조건 특성곡선 이다. 무부하 이득특성곡선은 C_j 크기에 따라 각기 다른 곡선을 갖는다는 것을 확인할 수 있으며, 주파수증가에 따른 다이오드 기생 커패시턴스의 영향으로 이득이 변하는 것을 확인할 수 있다.

하지만, 분석된 무부하조건 특성곡선의 경우 여전히 실제 동작과 차이를 보이게 되는데, 이는 고조파 성분을 고려하지 않고 기본파 성분만으로 근사한 FHA 방법의 한계를 보여준다.

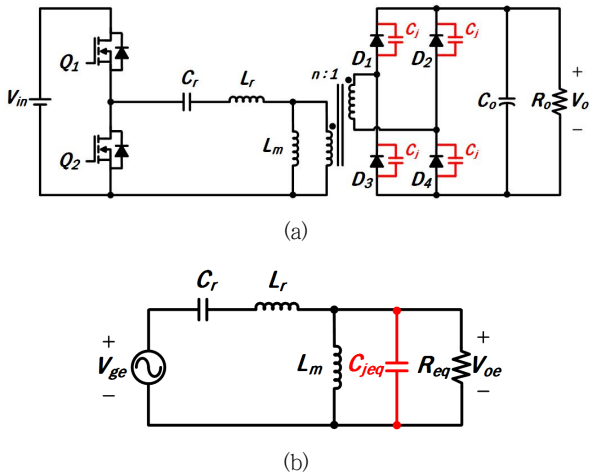


그림 4 기생성분을 고려한 LLC 공진형 컨버터의 등가회로
 (a) LLC 공진형 컨버터 회로, (b) AC 등가회로.
Fig. 4 Equivalent circuit of LLC resonant converter considering C_j (a) Square wave equivalent circuit, (b) AC equivalent circuit.

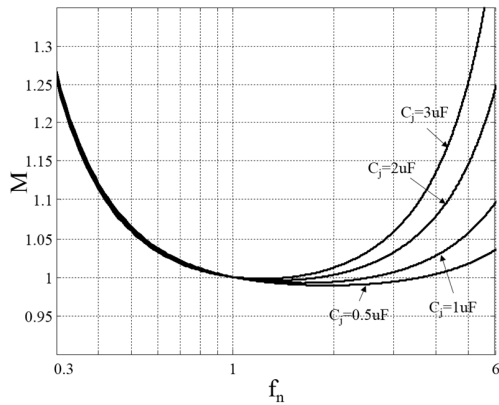


그림 5 C_j 를 고려한 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성곡선
Fig. 5 No load characteristics curve of LLC resonant converter with C_j

2.3 LLC 공진형 컨버터 무부하 특성분석

앞에서 설명한 바와 같이 FHA 방법의 한계를 보완하고 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 보다 정확하게 분석할 수 있는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 FHA 방법의 한계를 보완하기 위하여 LLC 공진형 컨버터 무부하 특성에 영향을 주는 다이오드 기생 커패시턴스를 고려하여 동작특성을 분석하는 방법을 제안한다.

그림 6은 C_j 를 고려한 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작 파형이다. 파형은 스위치신호 V_{gs} , 구형파 입력전압 V_g , 공진 커패시턴스 전압 V_{Cr} , 자화 인덕턴스 전압 V_{Lm} , 자화 인덕턴스와 공진 인덕턴스 전류 i_{Lm} 과 i_{Lr} , 변압기 2차 측 전류 i_{sec} 그리고 다이오

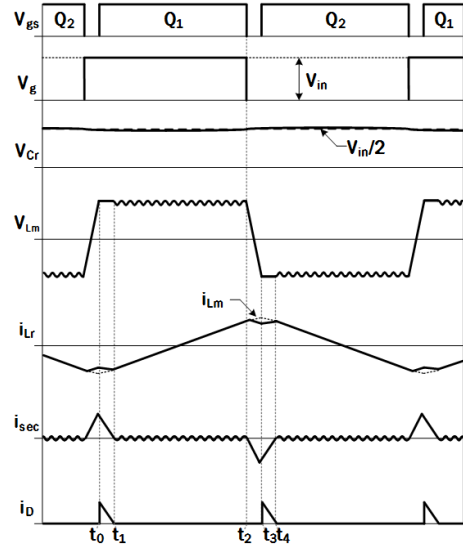


그림 6 C_j 를 고려한 LLC 공진형 컨버터 무부하 동작 파형
Fig. 6 Waveform considering C_j at no load condition

드를 통해 출력으로 전달되는 전류 i_D 이다. 그림 7은 C_j 를 고려한 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작의 회로를 Mode 로 구분한 것이다.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$): 전력공급 구간

Mode 1은 스위치 Q1 이 turn on 되어있으며 정류다이오드 D1 과 D4를 통해 출력으로 전력이 공급되는 구간이다. 무부하 조건으로 출력에 전력을 공급되게 되면 출력 전압이 상승하여 어느 순간 정류다이오드 D1과 D4가 turn off 되게 된다.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$): 공진 구간

정류다이오드가 turn off 되는 시점인 t_1 부터 Mode 2 로 동작하게 된다. 더 이상 출력으로 전력을 공급하지 못하게 되며 파라미터 공진 인덕턴스 L_r , 자화 인덕턴스 L_m 그리고 기생 커패시턴스 C_j 간의 공진이 발생하게 된다. 먼저 구형파 입력전압인 V_g 의 크기는 V_{in} 이며, 이 구간에서 V_{Cr} 에는 $V_{in}/2$ 전압이 인가된다. 공진 커패시턴스 C_r 이 충분히 크기 때문에 V_{Cr} 전압이 일정하다고 가정하면 V_s 전압은 $+V_{in}/2$ 상태가 된다. 파라미터간의 공진으로 인하여 V_{Lm} 전압에는 공진 리플이 발생하게 된다.

그림 8은 그림 7(b) Mode 2 회로의 등가회로이다. 등가회로를 통하여 공진 파라미터인 L_r , L_m 그리고 기생 커패시턴스 C_j 를 1차 측으로 환산한 등가 커패시턴스 C_{jeq} 에 의한 공진리플 주파수는 f_{rj} 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$f_{rj} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_r L_m}{L_r + L_m} C_{jeq}}} \quad (4)$$

또한, Mode 2에서 t_2 일 때의 자화인덕턴스에 인가되는 전압, 즉 다이오드 기생 커패시턴스에 인가되는 전압 $V_{Lm}(t_2)$ 은 다음

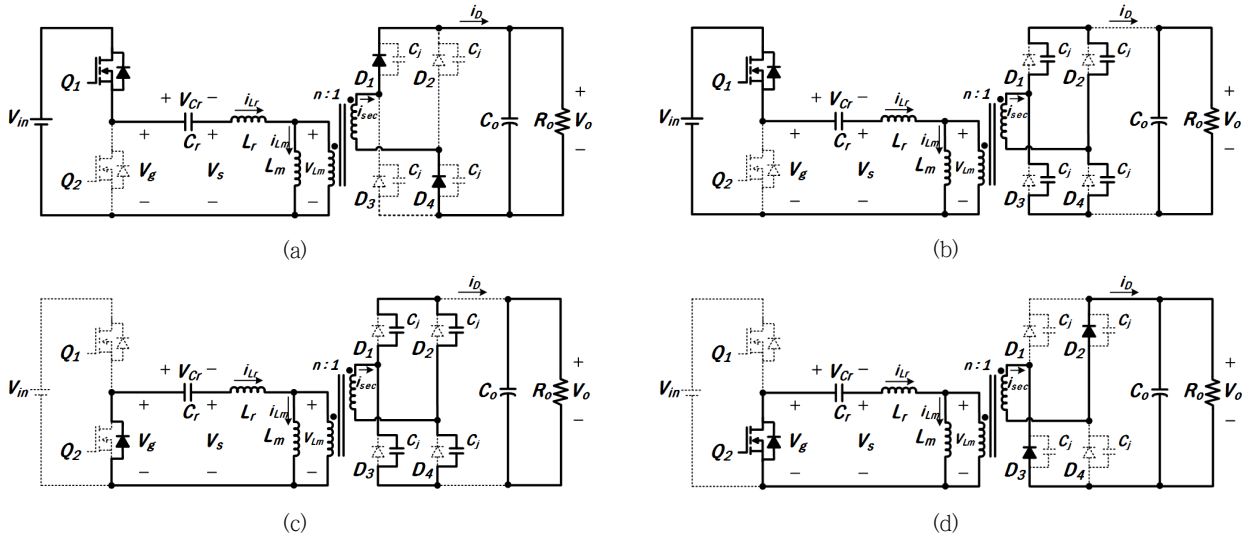


그림 7 Cj를 고려한 LLC 공진형 컨버터 무부하 동작

Fig. 7 Circuit operation considering Cj at no load (a) Mode 1 ($t_0 \sim t_1$), (b) Mode 2 ($t_1 \sim t_2$), (c) Mode 3 ($t_2 \sim t_3$), (d) Mode 4 ($t_3 \sim t_4$).

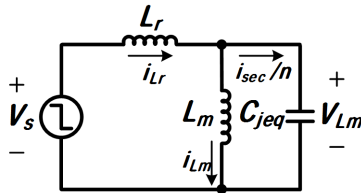


그림 8 LLC 공진형 컨버터 등가회로(Mode 2)

Fig. 8 Equivalent circuit of LLC resonant converter(Mode 2)

과 같이 계산할 수 있다.

$$V_{Lm}(t_2) = \frac{L_m}{L_r + L_m} V_s + \left(V_{Lm}(t_1) - \frac{L_m}{L_r + L_m} V_s \right) \cos(\omega_r t) \quad (5)$$

여기서 $\omega_r = 1 / \sqrt{\frac{L_r L_m}{L_r + L_m} C_{jeq}}$ 이다.

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$): 충전 구간

Mode 3는 스위치 Q1 이 turn off 되는 구간으로 t_2 에서 Q1 이 off 되었을 때 Q2 의 Body diode 가 turn on 이 되며 V_g 전압은 V_{in} 에서 0 V 로 감소하게 된다. V_g 전압이 0V 로 감소하면서 V_s 전압 또한 $+V_{in}/2$ 에서 $-V_{in}/2$ 로 빠르게 감소하게 된다. Mode 3의 등가회로는 Mode 2 등가회로와 동일하게 구성할 수 있으며, 단 V_s 전압이 $-V_{in}/2$ 이 된다. V_s 전압이 감소하면서 자화인덕턴스에 인가된 전압 V_{Lm} 또한 빠르게 반전을 하게 되며, 다이오드 기생 커패시턴스 C_{jeq} 는 충전하게 된다.

그림 8과 같은 등가회로로 구성할 수 있기 때문에 자화인덕턴스의 인가되는 전압 $V_{Lm}(t_3)$ 의 크기는 다음과 같이 계산된다.

$$V_{Lm}(t_3) = \frac{L_m}{L_r + L_m} V_s + \left(V_{Lm}(t_2) - \frac{L_m}{L_r + L_m} V_s \right) \cos(\omega_r t) \quad (6)$$

또한, 등가 기생 커패시턴스 C_{jeq} 에 흐르는 전류 i_{sec}/n 는 수식 (6)을 통해 다음과 같이 계산된다.

$$i_{sec}(t_3)/n = C_{jeq} \omega_r \left(\frac{L_m}{L_r + L_m} V_s - V_{Lm}(t_2) \right) \sin(\omega_r t) \quad (7)$$

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$): 전력공급 구간

Mode 4는 충전이 끝나고 전력이 공급되는 구간이다. Mode 3에서 C_{jeq} 가 정류다이오드 D2와 D3를 turn on시킬 수 있을 만큼 충전한 시점인 t_3 부터 Mode 4로 동작하게 된다. 정류 다이오드가 turn on 되면 i_{sec} 전류가 출력으로 전달되며 출력에 전력이 공급된다. Mode 4에서 i_D 전류는 i_{sec} 전류와 같은 전류가 흐른다. 이때 i_D 전류가 흐르는 시간 $t_3 - t_4$ 을 t_a 라 하면, t_a 는 출력 필터 커패시턴스 C_o 가 충전되는 시간으로 계산할 수 있다.

$$t_a = \sin^{-1} \left(\frac{\frac{1}{n} i_{sec}(t_3)}{C_{oc} \omega_o \left(\frac{L_m}{L_r + L_m} V_s - V_{Lm}(t_3) \right)} \right) \frac{1}{\omega_o} \quad (8)$$

여기서 $\omega_o = 1 / \sqrt{\frac{L_r L_m}{L_r + L_m} C_{oc}}$ 이며, C_{oc} 는 등가 출력 커패시턴스이다.

분석된 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작을 통하여 출력 이득을 계산할 수 있다. 전압 이득은 실제 매우 낮은 경부하인 저항 R_o 에 의한 출력 전류 I_o 를 통해 계산될 수 있다. I_o 전류는

Mode 4에 발생하는 i_D 전류의 평균으로 계산될 수 있다. LLC 공진형 컨버터의 전압은

$$V_o = i_{sec}(t_3)t_a R_o F_s \quad (9)$$

이 되며, 수식 (9)에 수식 (7)과 (8)를 대입하는 것으로 LLC 공진형 컨버터의 무부하조건 이득특성을 수식으로 정리할 수 있다.

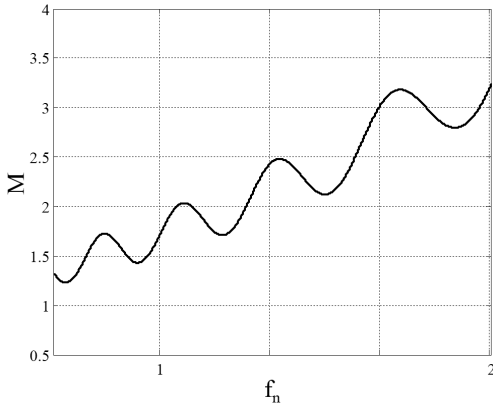


그림 9 LLC 공진형 컨버터 무부하 특성곡선
 Fig. 9 No-load characteristics curve of LLC resonant converter

그림 9는 분석을 통해 얻어진 LLC 공진형 컨버터의 무부하 이득특성곡선 이다. 기존의 FHA 분석을 통해 얻어진 결과와 달리 출력이득은 특정 값으로 일정하지 않으며 주파수에 따라 비선형적인 특성을 보인다. 출력 이득은 스위칭 주파수에 따라 증가와 감소를 반복하는 특성을 보이고 있다.

이러한 동작특성은 분석을 통하여 기생 커패시턴스 C_j 를 포함한 파라미터 간의 공진 주파수와 스위칭 주파수와의 관계로 생각할 수 있다. 이득의 크기는 수식 (8)을 통해 전류 i_D 의 평균전류에 비례한다는 것을 알 수 있다. 평균전류의 크기를 결정하는 $i_{sec}(t_3)$ 의 크기는 수식 (5)과 같이 스위칭 상태가 변경되는 t_2 순간의 $V_{Lm}(t_2)$ 전압의 크기에 영향을 받게 된다. 결국 Mode 2의 공진리플의 영향으로 스위칭 주기에 따라 $V_{Lm}(t_2)$ 전압이 흔들리는 현상이 이득에 영향을 미친다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 기생 C_j 에 의한 공진 주기 T_{rj} 와 스위칭 주기 T_s 간의 관계를 비교하기 위한 파형이다. 무부하 조건에서 다이오드 기생 커패시턴스 C_j 에 의해 자화인덕턴스의 전압은 공진 리플이 발생하게 되며 스위칭 주파수 변경에 따라 주기가 변경돼 Q1 이 turn off 되는 시점 t_2 에서의 V_{Lm} 전압이 바뀌게 된다. 그림 10 (a)와 같이 스위칭 주파수에 의해 t_2 가 결정되는 시점 V_{Lm} 전압이 리플에 의해 큰 값을 갖게 되면 이때 발생하는 $i_{sec}(t_3)$ 전류의 크기 또한 크게 발생하게 되고 결국 이득이 증가하게 된다. 또한 그림 10(b)와 같이 V_{Lm} 전압이 리플에 의해 작은 값을 갖는 지점이 t_2 로 결정되면 $i_{sec}(t_3)$ 전류의 크기 또한 작게 발생하고 이득은 상대적으로 감소하게 된다.

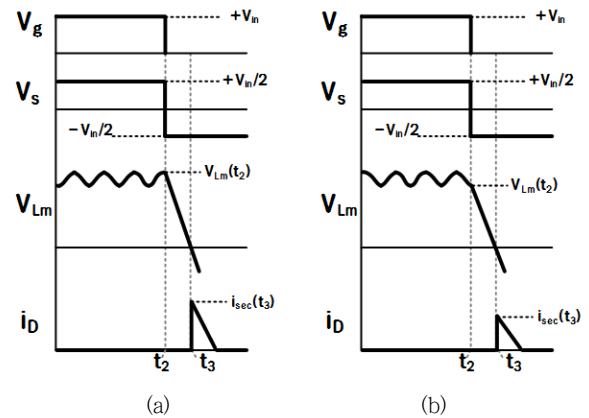


그림 10 C_j 에 의한 공진주기와 스위칭주기 특성
 Fig. 10 Characteristics of resonant period and switching period (a) $T_s/2 = t_a + n \cdot T_{rj}$. (b) $T_s/2 = t_a + (n+1/2) \cdot T_{rj}$.

표 1 시뮬레이션 및 실험 조건

Table 1 Test condition

Parameter	Value
Switching frequency, f_s	100 [kHz]~200[kHz]
Resonant Inductance, L_r	71.2 [uH]
Magnetizing Inductance, L_m	274 [uH]
Resonant Capacitance, C_r	22 [nF]
Diode junction Capacitance, C_j	61 [pF]
Output Resister, R_o (Snubber)	120 [kΩ]
Input Voltage, V_{in}	100 [V]

다음과 같이 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작시 기생성분에 의한 공진 주파수와 스위칭 주파수의 관계에 따라 이득특성이 변화하는 것을 확인할 수 있었다.

2.4 시뮬레이션 및 실험

기생 커패시턴스를 고려하여 분석된 LLC 공진형 컨버터의 이득 특성을 확인 및 검증하기 위해 실제 하드웨어를 구성하고 그 스펙을 통한 시뮬레이션 및 실험을 실시하였다. 시뮬레이션 및 실험은 스위칭 주파수에 따른 이득 특성을 분석하기 위하여 LLC 공진형 컨버터의 스위칭 주파수를 Sweep 하는 방식을 사용하였다.

표 1은 시뮬레이션 및 실험 조건이다. LLC 공진형 컨버터의 동작 범위는 200kHz 에서 100kHz 로 설정하였다. LLC 공진형 컨버터의 구조는 Half bridge, 다이오드 정류기는 Full bridge 형태로 분석내용과 동일하게 설정하였다. 또한, 무부하 이득특성에 영향을 주는 다이오드 기생 커패시턴스 C_j 를 포함하였으며, 부하는 실제 하드웨어에서 Snubber 회로에 사용된 120kΩ 을 무부하 조건으로 사용하였다.

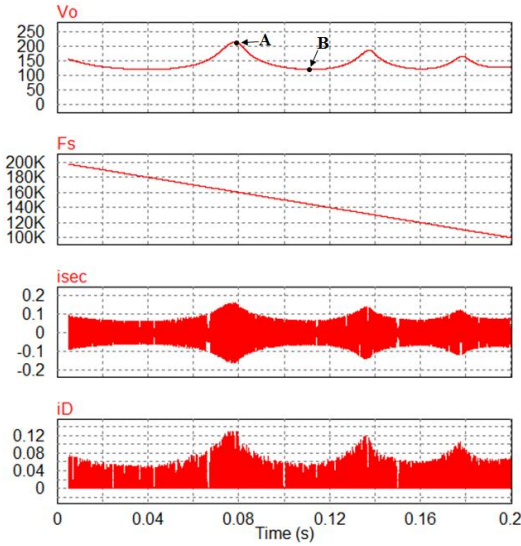


그림 11 LLC 공진형 컨버터 무부하 시뮬레이션 결과
Fig. 11 No load simulation results of LLC Resonant converter

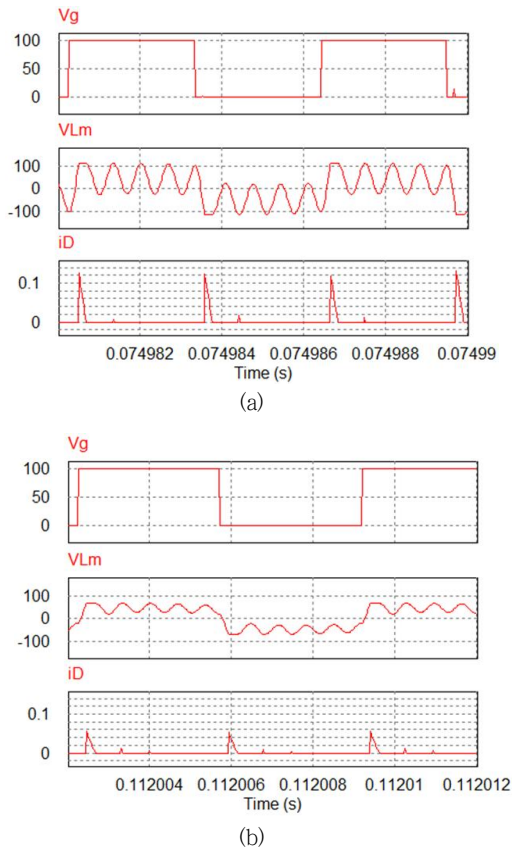


그림 12 LLC 공진형 컨버터 무부하 시뮬레이션 결과
 (a) A 지점 파형, (b) B 지점 파형.
Fig. 12 No load simulation results of LLC Resonant converter
 (a) Waveform at A point, (b) Waveform at B point.

2.4.1 LLC 공진형 컨버터 무부하 시뮬레이션

시뮬레이션은 PSIM 프로그램을 통하여 실시하였으며, 실제 하드웨어 조건과 같은 부하 조건을 구성하였다. 스위칭 주파수는 PSIM 프로그램의 DLL 기능일 이용하여 200kHz에서 100kHz 까지 Sweep 하는 방식으로 출력 파형을 확인하였다.

그림 11은 LLC 공진형 컨버터 무부하 동작 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 파형은 출력전압 V_o , 스위칭 주파수 F_s , 변압기 2차 측 전류 i_{sec} 그리고 다이오드 출력 전류 i_d 이다. LLC 공진 컨버터는 정상적인 부하조건일 때 ZVS 영역에서 스위칭 주파수의 크기는 이득의 크기에 반비례하게 된다. 때문에 LLC 공진 컨버터는 처음에 최대 스위칭 주파수에서부터 동작을 시작한다. LLC의 동작을 고려하여 시뮬레이션은 스위칭 주파수를 최대 주파수에서부터 최소주파수까지 Sweep 했기 때문에, 낮은 주파수부터 표시한 그림 9의 이득곡선과는 반대로 비교할 수 있다. 시뮬레이션 결과 출력이득이 분석내용과 같이 스위칭 주파수에 따라 선형적이지 않고 이득이 흔들리는 것을 확인할 수 있었다.

그림 12는 그림 11의 LLC 공진형 컨버터 무부하 시뮬레이션 파형에서 이득이 증가하는 A 점과 이득이 감소하는 B 점을 확대한 파형이다. 파형은 구형파 입력전압 V_g , 자화인덕턴스 전압 V_{Lm} , 정류기 출력 전류 i_D 를 각각 측정하였다. 확대 파형을 통해 A 점에서는 스위치 동작에 의해 V_g 전압이 반전되는 순간 V_{Lm} 전압이 높은 점에 위치해 있으며 그로인해 전류 i_D 의 최대전류가 증가하는 것으로 이득이 증가하고, B점에서는 V_{Lm} 전압이 낮은 점에 위치해 i_D 의 최대 전류가 감소하는 것으로 이득이 감소하는 것을 확인할 수 있다.

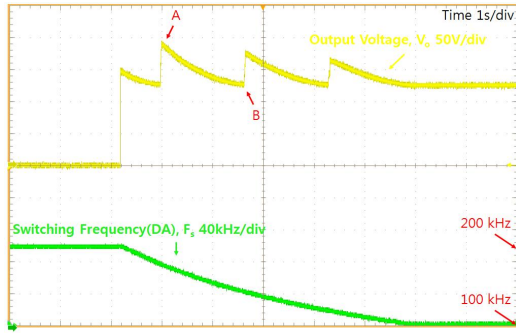
2.4.2 LLC 공진형 컨버터 무부하 실험

다음은 실제 하드웨어 구성을 통한 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작 실험을 실시하였다.

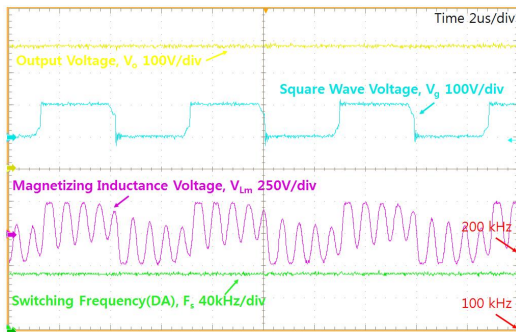
그림 13은 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작 실험파형이다. 그림 13(a)는 출력 전압과 스위칭 주파수를 측정한 파형으로 시뮬레이션과 동일하게 200kHz에서 100kHz로 주파수를 Sweep 하여 측정한 파형이다. 출력 전압의 크기는 A 지점에서는 약 190V, B 지점에서는 약 150V로 이득이 증가 감소하는 것을 확인할 수 있었다.

그림 13(b)와 (c)는 각각 (a)에 표시된 이득이 증가하는 A 점과 이득이 감소하는 B 점을 확대한 파형으로 출력 전압 V_o , 구형파 입력 전압 V_g , 자화인덕턴스 전압 V_{Lm} 그리고 스위칭 주파수 F_s 를 측정 한 파형이다. 분석 내용 및 시뮬레이션과 마찬가지로 이득이 증가하는 그림 13(b)는 V_g 전압이 반전되는 순간 공진 리플이 발생하고 있는 자화 인덕턴스 전압 V_{Lm} 이 리플에 의해 상승한 순간에 만나 있으며, 이득이 감소하는 그림 13(c)는 V_{Lm} 이 리플에 의해 감소한 순간에 만나는 것을 확인할 수 있었다.

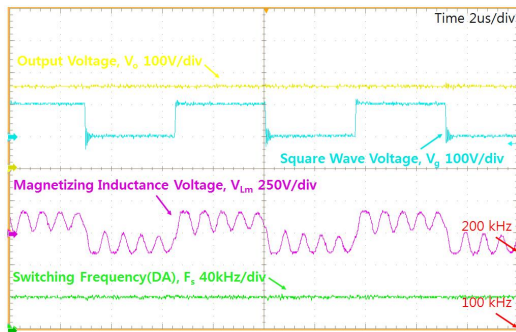
실험파형을 통해 분석된 LLC 공진형 컨버터의 특성을 확인할 수 있었지만, 특성곡선과 시뮬레이션 결과와는 다소 차이를 보였다. 이는 배선에 따른 커패시턴스나, 변압기 누설인덕턴스 등 아직 고려되지 않은 기생성분에 대한 영향으로 보이며, LLC 공진 컨버터의 무부하 특성에 대한 지속적인 연구가 필요할 것으로 보인다.



(a)



(b)



(c)

그림 13 LLC 공진형 컨버터 실험 파형
 (a) 실험 결과, (b) A 지점 파형, (c) B 지점 파형.
Fig. 13 LLC resonant converter experiment waveform
 (a) Experiment result, (b) Waveform at A point,
 (c) Waveform at B point.

3. 결 론

LLC 공진형 컨버터의 다양한 장점으로 인하여 많은 분야에 적용되기 위한 연구들이 활발하게 진행되고 있다. 본 논문은 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 분석하기 위한 논문으로 기존의 LLC 공진형 컨버터의 특성을 분석하기 위한 FHA 분석방법은 부하조건에서의 컨버터 특성을 잘 보여주지만 무부하 조건의 특성을 분석하기에는 어려움이 있다는 것을 확인하였다. 이에 논

문에서는 FHA 분석방법이 무부하 특성을 분석하기 어렵다는 한계점에 대하여 설명하고 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성을 분석하기 위한 방법으로 무부하 특성에 영향을 주는 다이오드 기생 커패시턴스를 고려하여 분석하는 방법을 제안하였다. 다이오드 기생 커패시턴스를 추가한 LLC 공진 컨버터의 동작을 시간영역에서 분석하였다. 이때 발생하는 공진 리플이 무부하 조건에서 주파수에 따라 이득에 발생하는 리플에 영향을 주는 것을 확인하고 수식으로 유도할 수 있었다. 이러한 현상으로 LLC 공진 컨버터는 무부하 조건에서 주파수에 따라 이득이 증가 감소를 반복하는 현상을 보이게 된다. 제안한 분석 방법을 통해 확인한 LLC 공진형 컨버터의 무부하 특성은 실제 하드웨어 구성을 통한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인 및 검증할 수 있었다. 추후에는 LLC 공진형 컨버터의 무부하 동작 제어를 위하여 Full bridge 구조 LLC 공진형 컨버터에 대한 검토 및 제어방법에 관한 연구를 진행할 예정이다.

감사의 글

이 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF-2017R1D1A1B03031532).

References

- [1] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhabg, and G. Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion," in Proc. IEEE APEC'02, pp. 1108-1112, 2002.
- [2] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. Van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter," in Proc. IEEE APEC'06, pp. 533-538, 2006 .
- [3] H. K. Lee, E. S. Kim, D. Y. Huh, G. S. Lee, B. G. Chung, and S. I. Kang, "Operating Characteristics of LLC Series Resonant Converter Using a LLT Transformer." The Transactions of the Korea Institute of Power Electronics, vol. 11, no. 5, pp. 409-416, 2006.
- [4] T. Duerbaum, "First harmonic approximation including design constraints," in Proc. INTELEC'98, pp. 321-328, Oct. 1998.
- [5] G. Pledl, M. Tauer, and D. Buecherl, "Theory of operation, design procedure and simulation of a bidirectional LLC resonant converter for vehicular applications," in Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf., Sep. 2010, pp. 1-5.
- [6] B. H. Lee, M. Y. Kim, C. E. Kim, K. B. Park and G. W. Moon, "Analysis of LLC Resonant Converter Considering Effect of Parasitic Components" in Proc. INTELEC'09, pp. 1-6, Oct. 2009.

저 자 소 개



권 민 준 (Min-Jun Kwon)

1989년 6월 14일생. 2015년 한경대학교 전기공학과 졸업. 2017년 동 대학원 전기전자 제어공학과 석사졸업, 2017년~현재 동대학원 박사과정.

Tel : 031-670-5328

Email : 614mj@naver.com



이 우 철 (Woo-Cheol Lee)

1964년 3월 24일생. 1987 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원. 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor. 현재 한경대학교 전기전자제어공학과 교수. 2018년~현재 대한전기학회 편집이사

Tel : 031-670-5323

Email : woocheol@hknu.ac.kr