

ZVZCS가 가능한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 특성 해석에 관한 연구

A Study on the Characteristics Analysis of LLC AC to DC High Frequency Resonant Converter capable of ZVZCS

김종해*

Jong-Hae Kim*

Abstract

This paper presents the current-fed type LLC AC to DC high frequency resonant converter capable of ZVZCS(Zero-Voltage and Zero-Current Switching). The current-fed type LLC AC to DC high frequency resonant converter proposed in this paper could operate not only in ZVS(Zero-Voltage Switching) operation by connecting the resonant capacitors(C_1 , C_2) in parallel across the switching devices but also in ZCS(Zero-Current Switching) operation of the secondary diode. The ZVS and ZCS operations can reduce the turn-on loss of the switching devices and the turn-off loss of the secondary diodes, respectively. The circuit analysis of current-fed type LLC AC to DC high frequency resonant converter proposed in this paper is addressed generally by adopting the normalized parameters. The operating characteristics of proposed LLC AC to DC high frequency resonant converter were also evaluated by using the normalized control parameters such as the normalized control frequency(μ), the normalized load resistor(λ) and so on. Based on the characteristic values through the characteristics of evaluation, an example of the design method of proposed LLC AC to DC high frequency resonant converter is suggested, and the validity of the theoretical analysis is confirmed using the experimental results and PSIM simulation.

요약

본 논문에서 제안한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터는 스위치 양단에 병렬로 공진 커패시터(C_1 , C_2)를 연결함으로써 ZVS(Zero Voltage Switching) 동작 뿐만 아니라 2차측 Diode의 ZCS(Zero Current Switching) 동작이 가능하므로 스위칭 소자의 턴-온 및 2차측 다이오드의 턴-오프 손실을 저감시킬 수 있다. 본 논문에서 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 회로 해석은 무차원화 제어 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였다. 또한 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 운전 특성은 무차원화 제어 주파수(μ), 무차원화 저항(λ) 등의 무차원화 제어 파라메타를 이용하여 특성 평가를 수행하였다. 특성 평가를 통한 특성값을 기초한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 설계 기법의 일례를 제시하였으며, 실험 및 PSIM 시뮬레이션을 통해 이론 해석의 정당성을 입증하였다.

Key words : Current-fed type, LLC AC to DC Converter, Normalized parameter, ZVS, ZCS

* School of Electronic and Electrical Engineering, Daegu Catholic University

★ Corresponding author

E-mail : kjhassk@cu.ac.kr, Tel : +82-53-850-2781

※ Acknowledgment

This work was supported by research grant from Daegu Catholic University in 2020

Manuscript received Dec. 13, 2021; revised Dec. 29, 2021; accepted Dec. 30, 2021.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

I. 서론

최근, 고속 스위칭이 가능한 전력용 스위칭 반도체 소자의 직접화 기술의 발달로 상기 소자를 이용한 전력변환 전원 시스템은 소형·경량화를 중점으로 연구가 활발하게 진행되고 있다. 전력용 스위칭 반도체 소자를 사용함에 따라 고주파 스위칭 제어 가능하나 고속 스위칭 동작 시 구동 주파수에 비례하는 스위칭 손실이 발생으로 전력 변환 장치의 효율 저하와 냉각장치의 대형화 등의 문제점이 있다[1][2][3][4][5]. 최근 전원장치가 대용량화가 됨에 따라 상용 전원을 입력하는 전원장치가 75[W] 이상 일 경우 IEC 61000-3-2와 IEEE 519 규정을 통해 고조파 전류 규제를 만족하기 위해 입력 단에 PFC(역률개선회로) 사용이 필수적이다. 그러나 이러한 2개의 전력단으로 구성된 전력변환장치는 광범위한 입력전압 범위 내에서 고역률을 유지 할 수 있는 반면 Cost 증가, 신뢰성 저하, 복잡한 시스템 구성, 효율 저하 등의 문제점이 있다[6][7][8][9].

본 논문에서는 상기의 문제점을 개선 가능한 타력식 또는 자력식으로 구동되며 ZVZCS가 가능한 고역율 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터를 나타내고 있다. 본 논문에서 제안한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터는 스위치 양단에 병렬로 공진 커패시터(C_1 , C_2)를 연결함으로써 ZVS(Zero Voltage Switching)동작 뿐만 아니라 2차측 Diode의 ZCS(Zero Current Switching) 동작이 가능하므로 스위칭 소자의 턴-온 및 2차측 다이오드의 턴-오프 손실을 저감시킬 수 있다. 또한, 본 논문에서 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터는 75W이상의 고조파 전류 규제를 만족하기 위해 사용했던 역률보상(PFC)회로 없이 단일 전력 변환이 가능하므로 고역율, 고효율, 고신뢰성 등의 특징을 가진다. 따라서 본 논문에서 제안한 고역율 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 회로의 기본 동작원리 및 제 특성 해석을 기술하였으며 또한 회로 해석의 범용성을 부여하기 위해 무차원화 파라미터를 도입하여 특성 평가한 결과를 토대로 실험을 통해 이론 해석의 정당성을 검증하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 회로 해석은 무차원화 제어 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였다. 또한 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 운전 특성은 무

파원화 제어 주파수(μ), 무차원화 저항(λ) 등의 무차원화 제어 파라미터를 이용하여 특성 평가를 수행하였다. 특성 평가를 통한 특성값을 기초로 하여 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 설계 기법의 일예를 제시하였으며, 이론 해석의 정당성은 실험 및 PSIM 시뮬레이션을 통해 입증한다.

II. ZVZCS가 가능한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터

1. 회로 구성

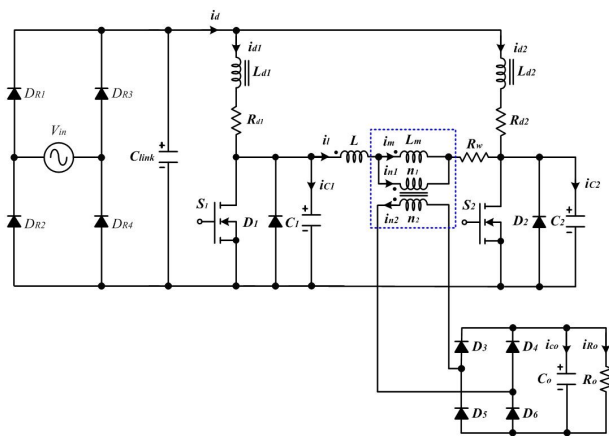


Fig. 1. Current-fed type LLC AC to DC high frequency resonant converter.

그림 1. 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터

본 논문에서 제안한 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 회로도를 나타내고 있다. 그림 1에서 나타낸 바와 같이, 본 논문에서 제안한 전류형 LLC AC to DC 변환을 해주는 회로 토폴로지는 전파 정류회로와 교류입력 전원(V_{in})으로부터 리플이 적은 정전류를 공급하기 위하여 직류 리액터(L_{d1} , L_{d2})가 접속되어 있으며 스위칭 소자(S_1 , S_2)로써는 자기소호 기능을 가지는 소자 사용이 가능하며, 다이오드(D_1 , D_2)는 회로 운전 특성상 나타나는 무효전류를 흘려주기 위한 통로로 사용되고 있다. 또한 회로에서 R_w 는 1차측 권선저항과 2차측을 1차측으로 등가 변환한 권선 저항을 나타낸다. 본 논문에서 제안한 전류형 컨버터의 스위칭 소자(S_1 , S_2)와 2차측 다이오드($D_3 \sim D_6$)는 $L-L_m-C_1(=C_2)$ 의 공진 인덕터와 공진 커패시터의 회로 동작에 의해 스위치 양단의 병렬로 연결된 공진 커패시터(C_1 , C_2)는 회로 공진과 더불어 스위치의 ZVS동작을 가능하게 하며 또한 2차측 다이오

드(D₃~D₆)는 ZCS동작을 가능하게 하여 스위치의 턴-온 손실 및 다이오드의 턴-오프 손실을 저감시킬 수 있다. 공진 주파수는 공진전류(i_i)와 자화전류(i_m)의 대소에 따라 두 개의 주파수가 존재하는 회로적 특징을 가진다. 2차측 다이오드(D₃~D₆)는 1차측 정류용 다이오드에 비해 턴-오프 손실을 저감하기 위해 역회복 시간이 빠른 고속 다이오드를 사용한다.

2. 회로 해석

그림 2는 본 논문에서 제안한 컨버터의 동작 모드는 교류원전압의 반 사이클에 대해서 스위칭 소자(S₁, S₂), 다이오드(D₁, D₂) 및 2차측 다이오드(D₃~D₆)의 턴-온·턴-오프 상태와 스위칭 소자 양단의 병렬 공진 커패시터(C₁, C₂)의 충·방전에 따라 14개의 모드로 분류된다. 그림 2는 각각의 동작모드에 관하여 스위칭 소자(S₁, S₂)에 인가되는 구동신호 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정상상태에서의 공진 인덕터 전류(i_i), 자화 인덕턴스 전류(i_m), ZCS동작하는 2차측 다이오드 전류(i_{D3}~i_{D6}), 스위칭 소자 전류(i_{s1}, i_{s2}) 및 ZVS동작하는 공진 커패시터 전압(V_{C1}, V_{C2}) 파형을 나타내고 있다.

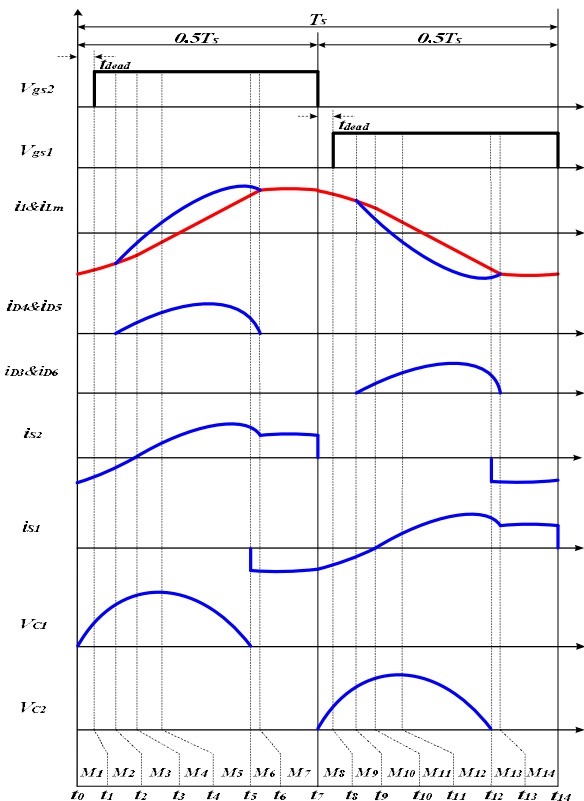


Fig. 2. Driving signal pattern and theoretical waveforms. 그림 2. 구동 신호 패턴 및 이론 파형

표 1은 그림 2의 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 회로의 스위칭소자(S₁, S₂), 스위칭 소자(S₁, S₂)의 내장 다이오드(D₁, D₂) 및 2차측 다이오드(D₃~D₆)의 턴-온·턴-오프 동작과 스위칭소자(S₁, S₂) 양단의 병렬 공진 커패시터(C₁, C₂) 충·방전에 의한 14개의 동작 모드와 회로 동작 원리상 7개의 회로 상태로 나타낼 수 있다.

Table 1. Operating mode.

표 1. 동작 모드

Devices Mode	S ₁	S ₂	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	Remark
M ₁	off	off	off	on	off	off	off	off	Mode A (C ₁ : charging, t _{dead} period)
M ₂	off	off	off	on	off	off	off	off	Mode A (C ₁ : charging)
M ₃	off	off	off	on	off	on	on	off	Mode B (C ₁ : charging)
M ₄	off	on	off	off	off	on	on	off	Mode B (C ₁ : charging)
M ₅	off	on	off	off	off	on	on	off	Mode B (C ₁ : discharging)
M ₆	off	on	on	off	off	on	on	off	Mode C
M ₇	off	on	on	off	off	off	off	off	Mode D
M ₈	off	off	on	off	off	off	off	off	Mode E (C ₂ : charging, t _{dead} period)
M ₉	off	off	on	off	off	off	off	off	Mode E (C ₂ : discharging)
M ₁₀	off	off	on	off	on	off	off	on	Mode F (C ₂ : discharging)
M ₁₁	off	on	off	off	off	on	on	off	Mode F (C ₂ : discharging)
M ₁₂	on	off	off	off	on	off	off	on	Mode F (C ₂ : discharging)
M ₁₃	on	off	off	on	on	off	off	on	Mode G
M ₁₄	on	off	off	on	off	off	off	off	Mode D

그림 3은 표 1과 그림 2에서 기술한 바와 같이 스위치(S₁, S₂), 스위치 다이오드(D₁, D₂) 및 2차측 다이오드(D₃~D₆)의 턴-온·턴-오프 상태와 스위칭 소자 양단의 병렬 공진 커패시터(C₁, C₂)의 충·방전에 따라 반 사이클의 7개의 각각의 동작 모드에 대한 등가회로를 나타내고 있다.

그림 3(a)의 M₁(t₀~t₁)과 M₂(t₁~t₂) 구간은 S₂의 구동 신호가 인가됨에 따라 공진 인덕터와 자화 인덕터에 축적되어 있는 에너지를 (L+L_m)-C₁-D₂ 공

진 회로망으로 에너지를 방출하는 구간으로 회로 동작에 의해 커패시터(C_1)가 충전되며 이 구간 또한 $i_1=i_m$ 가 같으므로 2차측 다이오드를 통해 전류가 전달되지 않는다. 그림 3(b)의 $M_3(t_2 \sim t_3)$ 구간은 공진 인덕터에 축적되어 있는 에너지를 $L-L_m-C_1-D_2$ 공진 회로망으로 에너지를 방출하는 구간으로 회로 동작에 의해 커패시터(C_1)가 충전되며 이 구간은 $i_1>i_m$ 이므로 Transformer 1차측 전류 i_{n1} 는 i_1-i_m 의 전류가 2차측 다이오드(D_4, D_5)을 통해 부하로 전달되는 구간이다.

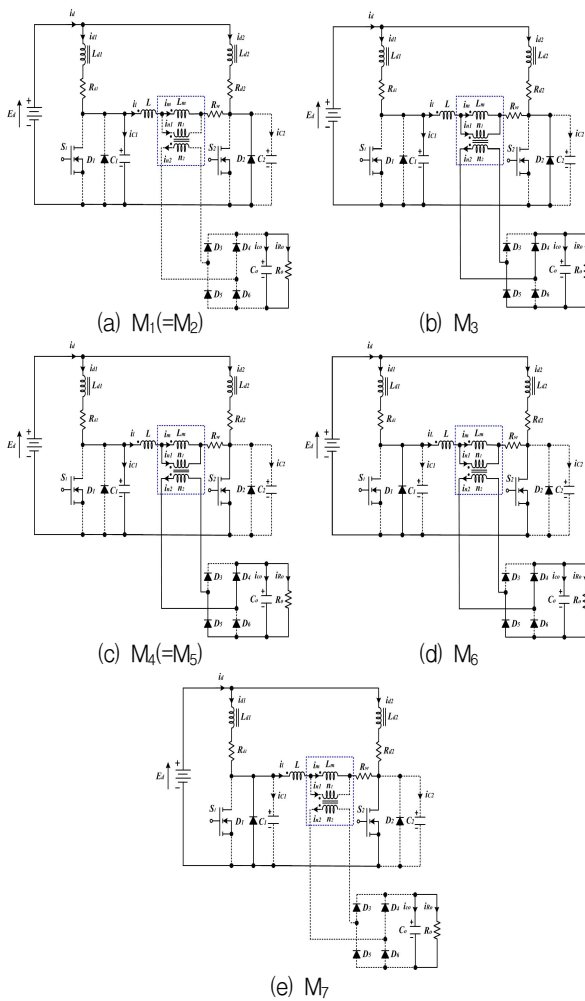


Fig. 3. Operating mode of half cycle period($M_1 \sim M_7$).
그림 3. 반사이클 구간의 동작 모드($M_1 \sim M_7$)

그림 3(c)의 $M_4(t_3 \sim t_4)$ 구간은 스위치 S_2 가 도통하는 구간으로 스위치 S_1 양단의 공진 커패시터 C_1 전압이 최대로 충전되며 이 구간 또한 $i_1>i_m$ 이므로 Transformer 1차측 전류 i_{n1} 는 i_1-i_m 의 전류가 2차측 다이오드(D_4, D_5)을 통해 부하로 전달된다. $M_5(t_4 \sim t_5)$ 구간에서는 스위치 S_2 가 도통 및 스위치 S_1 양단의 공진 커패시터 C_1 전압이 완전히 방전하는

구간이며 이 구간은 입력 전압과 스위치 S_1 의 공진 커패시터 전압에 의해 $C_1-L-L_m-S_2$ 공진 회로망으로 통해 공진 인덕터에 에너지를 축적과 방출하는 구간으로 이 구간의 $i_1>i_m$ 이므로 Transformer 1차측 전류 i_{n1} 는 i_1-i_m 의 전류가 2차측 다이오드(D_4, D_5)을 통해 부하로 전달된다.

그림 3(d)의 $M_6(t_5 \sim t_6)$ 구간은 스위치 S_1 의 양단 공진 커패시터 전압이 "0"인 상태이며 공진 인덕터에 축적되어 있는 에너지가 스위치 S_2 와 D_1 을 통해 완전히 방출되며 이 구간의 $i_1>i_m$ 이므로 Transformer 1차측 전류 i_{n1} 는 i_1-i_m 의 전류가 2차측 다이오드(D_4, D_5)을 통해 부하로 전달된다. 마지막으로 그림 3(e)의 $M_7(t_6 \sim t_7)$ 구간은 공진 인덕터에 축적되어 있는 자기 에너지가 부하로 완전히 방출된 상태로 스위칭 소자(S_1, S_2) 양단의 공진 커패시터 전압이 "0"이며 스위칭 소자 S_2 와 다이오드 D_1 을 통해 공진 회로망이 형성되며 $i_1=i_m$ 가 같으므로 2차측 다이오드를 통해 전류가 전달되지 않는 구간이다. $M_8 \sim M_{14}$ 는 M_7 이후 스위칭 주기의 반주기 기점으로 대칭으로 동작하며 그림 2과 표 1을 통해 분석 가능하다.

ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 회로 해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2에 나타난 무차원화 제어 변수를 도입하여 무

Table 2. Normalized parameters.

표 2. 무차원화 파라메타

	Unit Values	Normalized Values
Voltage	$E_s = E_d$	$v_c^*(z) = v_c(t)/E_s$
Current	$I_s = E_s/Z_s$	$i^*(z) = i(t)/I_s$
Time	$t_{sw} = 1/f_{sw}$	$z = t/t_{sw}$
Frequency	$f_{r1} = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$ ($\because i_1 > i_m$ or $i_1 < i_m$)	$\mu = f_{sw}/f_{r1}$
	$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_m)C_s}}$ ($\because i_1 = i_m$)	$\mu = f_{sw}/f_{r2}$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s/C_s}$ ($\because i_1 > i_m$ or $i_1 < i_m$)	$\lambda = R_L/Z_s$
	$Z_s = 2\sqrt{(L_s + L_m)/C_s}$ ($\because i_1 = i_m$)	$\lambda_1 = R_{d1}(=R_{d2})/Z_s$ $\lambda_2 = R_w/Z_s$
Power	$P_s = E_s I_s$	$P^*(z) = P(t)/P_s$
Remarks	f_{sw} = Switching frequency of inverter t_{sw} = Switching period of inverter $L_s = L(\because a_1 = L_{d1}/L = L_{d2}/L, a_2 = L_m/L)$ $C_s = C_1(=C_2)(\because b_1 = C_o/C_1 = C_o/C_2), b_2 = n_2/n_1$ R_w = winding resistance on the primary and secondary sides	

차원화 회로 상태 방정식으로 변환하였다.

표 2의 제어 변수를 도입하여 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 각 동작 모드별 무차원화 회로 상태 방정식은 식 (1), 식 (2)~식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx^*(z)}{dz} &= A^* \cdot x^*(z) + B^* \cdot u \\ y &= C^* \cdot x^*(z) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

여기서 $x^*(z)=[i_{d1}^*(z), i_{d2}^*(z), i_{l1}^*(z), i_m^*(z), v_{c1}^*(z), v_{c2}^*(z), v_{co}^*(z)]$, $u=[1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고 각 모드별 A^* , B^* 및 C^* 는 다음과 같다. 식(2)~식(9)의 A^* , B^* 및 C^* 에서 $D=4\pi\lambda_1(1+a_2)/\mu a_1$, $E=4\pi(1+a_2)/\mu a_1$, $F=4\pi\lambda_2/\mu$, $G=4\pi/\mu$, $H=\pi/\mu$, $J=\pi/\mu\lambda b_1$, $K=4\pi\lambda_1/\mu a_1$, $L=4\pi/\mu a_1$, $M=4\pi/\mu b_2$, $N=4\pi/\mu a_2 b_2$, $P=\pi/\mu b_1 b_2$ 로 정의된다.

Mode A

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -D & 0 & 0 & 0 & E & 0 & 0 \\ 0 & -D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & G & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F & G & 0 & 0 \\ H & 0 & -H & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [E \ E \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (2)$$

Mode B

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -K & 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & G & 0 & -M \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N \\ H & 0 & -H & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P & -P & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [L \ L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (3)$$

Mode C

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & 0 & 0 & -M \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P & -P & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [L \ L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (4)$$

Mode D

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [E \ E \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (5)$$

Mode E

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -D & 0 & 0 & 0 & E & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & -G & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F & 0 & -G & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H & H & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [E \ E \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (6)$$

Mode F

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K & 0 & 0 & 0 & -L & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & 0 & -G & -M \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H & H & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P & -P & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [L \ L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (7)$$

Mode G

$$\begin{aligned} A^* &= \begin{bmatrix} -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F & 0 & 0 & 0 & -M \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P & -P & 0 & 0 & -J \end{bmatrix} \\ B^* &= [L \ L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ C^* &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (8)$$

3. 특성 평가

그림 4는 공진인덕턴스와 자화인덕턴스 비(a_1), 공진인덕턴스와 직류리액터의 비(a_2) 및 공진 커패시터와 출력전해커패시터 비(b_1)을 각각 1.78, 8.92 및 1000으로 고정하고, 무차원화 저항(λ)과 무차원화 제어주파수(μ)를 파라미터로 하였을 경우의 출

력전력특성(P_o^*)을 나타내고 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이, 무차원화 제어주파수(μ)가 0.5에서 평균 출력전력이 최대값을 나타내며 무차원화 제어주파수(μ)가 증가할수록 출력전력특성(P_o^*)이 감소함을 알 수 있다. 무차원화 제어주파수(μ) 감소는 스위칭 주파수 감소를 의미하며 스위칭 주파수가 감소함에 따라 출력으로 공급하는 입력에너지의 공급시간이 증가하기 때문에 출력으로 공급하는 전력은 증가하게 된다. 또한 그림 4에서 무차원화 저항(λ)이 증가함에 따라 출력전력(P_o^*)이 증가함을 알 수 있다. 이는 무차원화 저항(λ)가 증부하가 됨에 따라 출력전력은 증가한다는 의미이다.

그림 5는 공진인덕턴스와 자화인덕턴스 비(a_1), 공진인덕턴스와 직류리액터의 비(a_2) 및 공진 커패시터와 출력전해커패시터 비(b_1)을 각각 1.78, 8.92 및 1000으로 고정하고, 무차원화 저항(λ)과 무차원화 제어주파수(μ)를 파라미터로 하였을 경우의 출력전압특성(V_o^*)을 나타내고 있다. 그림 5에서 알 수 있듯이, 무차원화 저항(λ)이 증가함에 따라 출력전압이 증가하며 또한 무차원화 제어 주파수 (μ)가 증가함에 따라 출력전압이 감소함을 알 수 있다. 그림 5의 출력전압특성($V_{cl}^* \max$)은 그림 4의 출력전력특성(P_o^*)과 유사한 특성을 나타낸다. 그림 5의 출력전압특성($V_{cl}^* \max$)은 출력커패시터의 최대내압을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

그림 6은 공진인덕턴스와 자화인덕턴스 비(a_1), 공진인덕턴스와 직류리액터의 비(a_2) 및 공진 커패시터와 출력전해커패시터 비(b_1)을 각각 1.78, 8.92 및 1000으로 고정하고, 무차원화 저항(λ)과 무차원

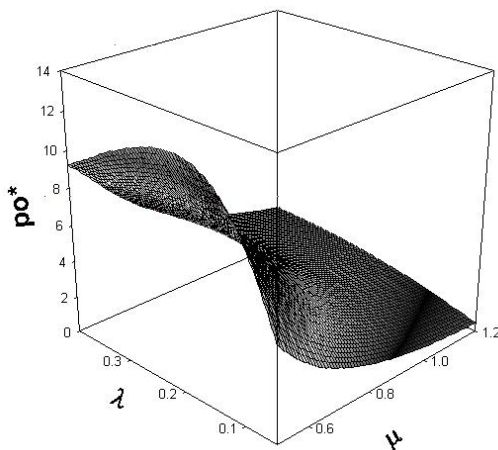


Fig. 4. Output power characteristics(P_o^*)
그림 4. 출력전력특성(P_o^*)

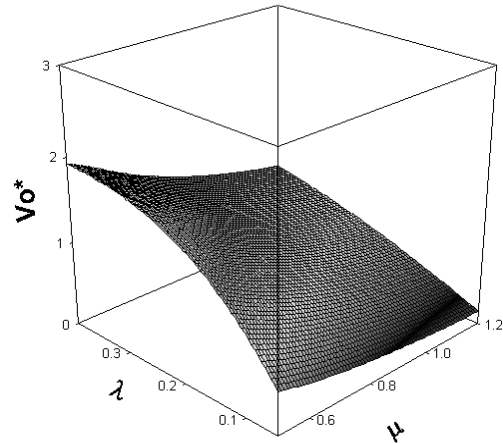


Fig. 5. Output voltage characteristics(V_o^*).
그림 5. 출력전압특성(V_o^*)

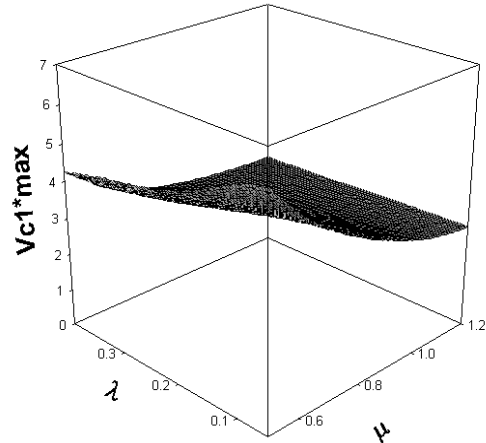


Fig. 6. Peak voltage characteristics of resonant capacitor ($V_{cl}^* \max$).
그림 6. 공진커패시터 최대전압특성($V_{cl}^* \max$)

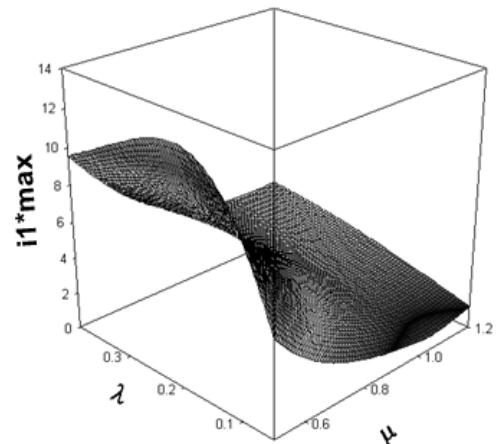


Fig. 7. Peak current characteristics of switching device($i_l^* \max$).
그림 7. 스위칭 소자의 최대전류특성($i_l^* \max$)

화 제어주파수(μ)를 파라미터로 하였을 경우의 공진커패시터의 최대전압특성($V_{cl}^* \max$)을 나타내고 있

다. 그림 6에서 알 수 있듯이, 무차원화 저항(λ)이 증가함에 따라 공진커패시터의 최대전압은 감소하며 무차원화 제어주파수(μ)가 증가하면 공진커패시터 출력전압은 감소함을 알 수 있다. 그림 6의 공진커패시터의 최대출력전압특성($V_{cl}^*_{max}$)은 공진커패시터의 최대내압을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

그림 7은 공진인덕턴스와 자화인덕턴스 비(a_1), 공진인덕턴스와 직류리액터의 비(a_2) 및 공진 커패시터와 출력전해커패시터 비(b_1)을 각각 1.78, 8.92 및 1000으로 고정하고, 무차원화 저항(λ)과 무차원화 제어주파수(μ)를 파라메타로 하였을 경우의 스위칭 소자의 최대전류특성($i_{1}^*_{max}$)을 나타내고 있다. 그림 7에서 알 수 있듯이, 무차원화 저항(λ)이 작아짐에 따라 스위칭 소자의 최대전류값이 감소하며 무차원화 저항(λ)이 커짐에 따라 스위칭 소자의 최대전류값이 증가함을 알 수 있다. 또한 임의의 무차원화 저항(λ)에서 무차원화 제어 주파수(μ)가 증가함에 따라 스위칭 소자의 최대전류값이 감소함을 알 수 있다. 그림 7의 스위칭 소자의 최대전류특성($i_{1}^*_{max}$)은 그림 4의 출력전력특성(P_o^*)과 유사한 특성을 나타낸다.

5. 회로 설계

ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 회로 해석을 통한 특성평가의 특성값을 기초로 한 경우의 회로설계기법의 일 예를 다음과 같이 나타낸다.

설계 사양으로써 입력 전압 $E_d[V]$ (V_{inlk} 커패시터 용량은 역률 개선을 위해 적은 용량의 고주파 전해 커패시터를 사용), 출력전력 $P_o[W]$, 출력주파수 $f_{sw}[kHz]$ 가 주어진 경우, 회로 설계 일 예를 나타내면 다음과 같다. 단, 출력커패시터의 용량값 선정은 출력전압 안정화 및 출력전압 리플을 고려하여 이론적으로 계산한 계산치 보다는 큰 용량값을 선정하였다.

$E_d=150[V]$, $P_o=250[W]$, $f_{sw}=148[kHz]$ 에 대한 설계 기법 일례

Step 1 : $E_d=150[V]$, $\lambda=0.007$, $\mu=0.74$, $a_1=1.78$, $b_1=8.92$, $b_1=1,000$ 로 선정

Step 2 : 그림 4로부터 $P_o^*=3.142$ 선정

Step 3 : $Z_s = (E_d^2 \cdot P^*(z))/P(t) = (150^2 \times 1.439)/(250) = 282.84$

Step 4 : $f_i = f_{sw}/\mu = 1/2\pi \sqrt{L_s C_s} = 148/0.74 = 200[kHz]$, $\sqrt{L_s C_s} = 0.795 \times 10^{-6}$

Step 5 : Step 1~Step 4로부터, $L_s=112[\mu H]$, $L_m=200[\mu F]$, $C_s=5.6[nF]$, $C_o=5.6[\mu F]$ (출력전압 리플을 1% 미만 설계 사양을 고려하여 실험에서는 220 $[\mu F]$ 로 조정)

Step 6 : 그림 6과 그림 7로부터 $V_{cl}^*_{max}=3.469$, $i_{1}^*_{max}=6.91$ 산출

Table 3. An example of design method for $P_o=250[W]$.

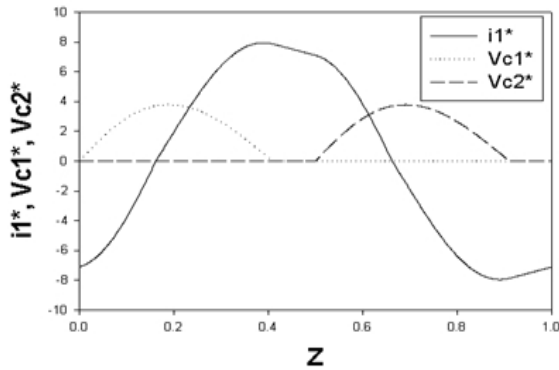
표 3. $P_o=250[W]$ 에 대한 설계 기법 일례

Circuit Parameters	$E_d=150[V]$, $P_o=250[W]$
L_s	112 $[\mu H]$
L_m	200 $[\mu H]$
C_s	5.6 $[nF]$
C_o	200 $[\mu F]$
R_L	2 $[\Omega]$
V_{clmax}	520.36 $[V]$
i_{1max}	3.19 $[A]$

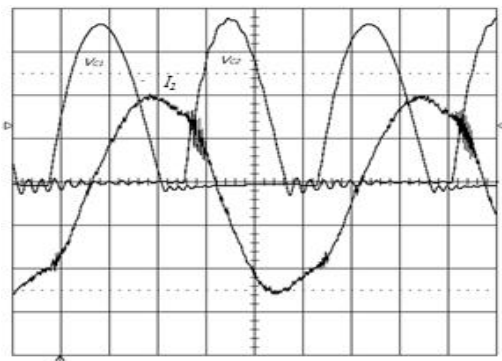
그림 8은 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 스위칭 소자 양단의 공진용 커패시터 전압($V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$), 스위치에 흐르는 스위칭 전류($i_1(t)$)의 이론파형, 실험 파형 및 PSIM 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 그림 8에서 알 수 있듯이, 이론파형, 실험 파형 및 PSIM 시뮬레이션 파형이 일치함을 알 수 있다. 특히 그림 8(c)의 PSIM 시뮬레이션 파형에서 알 수 있듯이, 스위칭 소자 양단의 공진 커패시터가 ZVS동작을 통해 영전압에서 턴-온 되므로 턴-온 손실이 존재하지 않으며, 또한 2차측 다이오드 전류가 ZCS동작에 의해 영전류에서 턴-오프 되므로 턴-오프 손실이 존재하지 않는다는 것을 알 수 있다.

그림 9는 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 입력전압과 입력 전류의 실험파형 및 PSIM 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 그림 9에서 알 수 있듯이, PSIM 시뮬레이션 파형과 실험파형이 거의 일치하고 있음을 알 수 있다. 별도의 부가적인 PFC(역률개선회로) 없이도 고역율이 이루어짐을 알 수 있다. 제안한 전류형 LLC

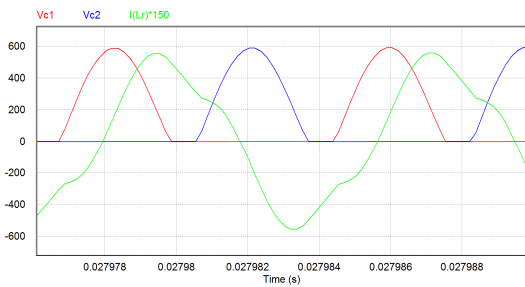
AC to DC 고주파 공진 컨버터는 요코가와(사)의 WT3000 전력분석기를 이용하여 PF(Power Factor)와 THD를 측정한 결과, PF와 THD 함유율이 각각 0.985 및 5.5[%]로 양호한 특성을 나타낸다는 것을 알 수 있었다.



(a) V_{c1}^* , V_{c2}^* and I_1^*



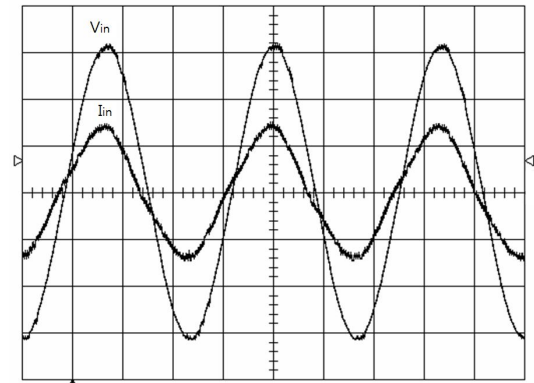
(b) $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$ and $I_1(t)$



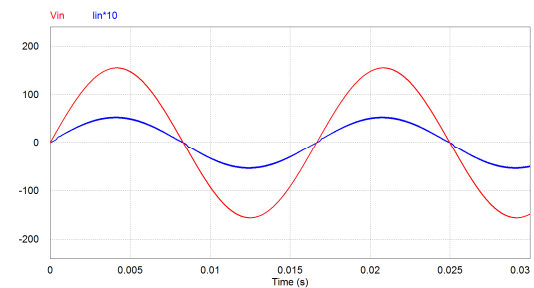
(c) $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$, $I_1(t)$, $I_{D3}(t)$ and $I_{D4}(t)$

Fig. 8. Theoretical, experimental and PSIM simulation waveforms of $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$ and $I_1(t)$.

그림 8. $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$ 및 $I_1(t)$ 의 이론 파형, 실험 파형 및 PSIM simulation 파형



(a) experimental waveforms
(voltage : 50V/div and current : 5A/div)



(b) PSIM simulation waveforms
(voltage : 100V/div and current : 10A/div)

Fig. 9. Input voltage and Input current.

그림 9. 입력전압 및 입력 전류

III. 결론

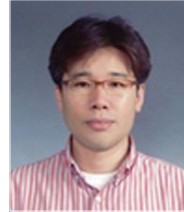
본 논문은 스위칭 턴-온 및 2차측 다이오드의 턴-오프 손실이 존재하지 않는 ZVZCS가 가능한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터에 대해서 나타내었다. 본 논문에서 제안한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터의 회로 해석은 무차원화 제어 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였으며, 또한 제안 인버터의 운전 특성은 무차원화 제어 주파수(μ), 무차원화 저항(λ) 등의 무차원화 제어 파라메타를 이용하여 특성 평가를 수행하였다. 특성 평가를 통한 특성값을 기초로 한 전류형 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터 설계 기법의 일례를 제시하였으며, 실험 및 PSIM 시뮬레이션을 통해 이론 해석의 정당성을 입증하였다. 또한, 본 논문에서 제안한 LLC AC to DC 고주파 공진 컨버터는 역률보상(PFC)회로 없이 단일 전력 변환이 가능함을 실험과 PSIM 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

References

- [1] Kaneda Humio, "The Basics and Applications of High Frequency," *TDU.P*, pp.3-10, 1990.
- [2] Kosuke Harada, "Soft switching power technology," *Daily Publication Industry Newspaper*, 1999.
- [3] Kwang-Hwa Liu and FRED C. Y. Lee, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters," *IEEE Trans On Power Electronics*, Vol.5 No.3, pp.293-304, 1990. DOI: 10.1109/PESC.1986.7415546
- [4] Yoshihiro Hatanaka, Masahumi Yamagami, "High Frequency Inverter and DC-DC Converter with ZCS · ZVS Mode," *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Vol.1 pp.237-242, 1991.
DOI: 10.1109/IECON.1991.239300
- [5] D. H. Park, B. J. Choi, J. H. Kim, "A Study on the High Frequency Resonant Inverter of Class D SEPP type using LS-ZVS-LSTC," *j.inst.Korean.electr.electron.eng.* Vol.24, No.1, pp.260-268, 2020.
DOI: 10.7471/ikeee.2020.24.1.260
- [6] Shih-Yu Chen, Zhu Rong Li, and Chern-Lin Chen, "Analysis and Design of Single-Stage AC/DC LLC Resonant Converter," *IEEE Trans On Industrial Electronics*, Vol.59, No.3, pp.1538-1544, 2012.
DOI: 10.1109/TIE.2011.2161649
- [7] Jaesun Won, Jaewook Park, Seungsik Nam, Gwangryeol Shim, Bongseop Lee, Donghee Kim, "A Study on Characteristic Estimation of Single-Stage High Frequency Resonant DC-DC," *Korean Electrical Society Conference*, pp.318-320, 2003.
- [8] Y. W. Cho, C. Y. Park, B. H. Kwon, "Single Power-conversion AC-DC Converter with High Power Factor," *The transactions of KIPE*, Vol.19, No.1, pp.23-30, 2014. DOI: 10.1109/TPPEL.2013.2286832
- [9] Youngjae Lee, Junhyung Bae, Haejun Kim, Jaesun Won, Seunghwan Park, Jonghae Kim, "Characteristics analysis of current type DC-DC resonant converter with high power factor," *Spring Conference of Electrical Equipment and Energy Conversion System of the Korean Society of Electrical Engineers*, pp.219-222, 2017.

BIOGRAPHY

Jong-Hae Kim (Member)



1996 : MS degree in Electrical Engineering, Yeungnam University
 1999 : PhD degree in Electrical Engineering, Yeungnam University
 2005 : PhD degree in Electrical Engineering, Nagoya University

2005~2012 : Principal Engineer (Group leader), Samsung Electro-Mechanics, Co., Ltd.

2012~Present : Associate Professor, School of Electronic and Electrical Engineering, Daegu Catholic University