Γ-등가회로 기반 전기자동차용 LCL-T 공진형 컨버터

오진균, 이태연, 이민혁
주식회사 와이파워원,
한국자동차연구원

A Γ-Equivalent Circuits based LCL-T Resonant Converter for Electric Vehicles

Jingyun Oh, Taeyeon Lee, Minhyuk Lee
WiPowerOne, Inc.
Korea Automotive Technology Institute (KATECH)

ABSTRACT

전기차(EV)의 충전 모드는 크게 정전류(CC) 제어 모드와 정전압(CV) 제어 모드로 구분된다. 충전 상태(SoC)에 따른 충전 모드는 CC 모드가 지배적이다. EV 충전기로서 낮은 스위칭 손실과 경량화에 강점을 갖는 공진형 컨버터가 주목을 받고 있는데, 토폴로지의 특성상 CV 제어가 우수한 반면 CC 모드의 제어가 어려운 단점이 있다. 본 논문에서는 등가 LCL-T 회로를 변압기 2차 측에 배치함으로써 CC 제어가 가능한 공진형 보상회로를 구성하였고, 변압기를 Γ-등가회로로 해석함으로써 LCL-T 회로의 인덕터 하나를 변압기로 대체하였다.

1. 서론

PEV (Pulg in Electric Vehicle)에서는 OBC (On-Board Charger)가 필수 구성요소이다. OBC는 토폴로지로서 공진형 컨버터가 많이 사용된다. 하지만 기존의 자주 사용되는 LLC 공진형 컨버터는 정전류(CC) 및 정전압(CV) 제어를 달성하기 위해 넓은 스위칭 주파수 범위가 필요하다. 그러나 넓은 스위칭 주파수 범위에서 작동하면 EMI (전자기 간섭) 성능 저하, 순환 전류 증가, 자기 부품 설계의 어려움, 2차 측 정류기 단계의 소프트 스위칭 손실 등 다양한 문제가 발생한다. 이러한 공진형 컨버터의 단점을 보완하기 위해 새로운 토폴로지로서 LCL-T 공진형 컨버터가 제시되었다. LCL-T 공진형 컨버터는 공진 주파수에서 부하와 무관한 정전류 전원으로 사용될 수 있어 이에 대한 연구가 제안되었다.[1][2] 하지만 추가적인 소자 및 추가적인 센싱에 대한 요구사항이 존재하여 비용 및 부피가 증가하는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 2차 측 LCL-T 공진형 컨버터를 제시한다. 2차 측 LCL-T는 변압기 고유의 누설 인덕턴스를 사용한다. 따라서 사용되는 보조 부품의 수를 줄일 수 있고, 비용과 부피를 줄일 수 있다. 본 논문에서는 일반적으로 사용되는 가변주파수 대신 고정주파수를 사용하는데, LCL-T 공진형 컨버터가 고정주파수에서 CC 모드 동작에 유리하기 때문이다.

2. 제안된 LCL-T 회로의 2포트 분석

그림 1은 Γ-등가회로 기반의 (제안된) LCL 회로를 보여준다. 그림 1에 v_p와 v_s 그리고 i_p와 i_s는 변압기의 1차 측 및 2차 측의 전압과 전류이고, n'은 변압기의 권선 비이다. Γ-등가회로의 구성 요소는 변압기의 자화 인덕턴스를 나타내는 $(1-\sigma)L_m$, 누설 인덕턴스를 나타내는 σL_s (σ는 누설 계수), L_Y와 C_Y는 공진 인덕턴스 및 커패시터이다. 그림 1의 제안된 회로 설계 시에 L_Y와 Γ-등가회로의 σL_s 값은 동일하게 설계

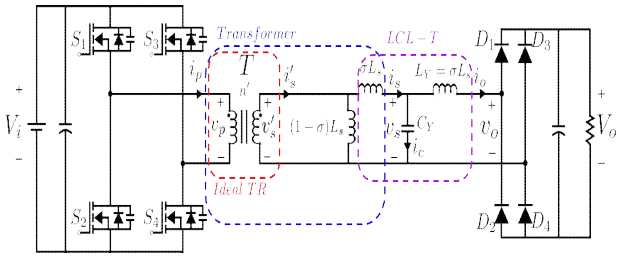

그림 1 Γ-등가회로 기반의 LCL-T 회로
Fig. 1 LCL-T circuit based on Γ-equivalent circuit

된다. LCL-T 회로의 공진 주파수 다음과 같이 설계된다.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_Y C_Y}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma L_s C_Y}}. \quad (1)$$

여기서 ω_o는 각 주파수로 표현된 공진 주파수이며, 정규화된 주파수는 $\omega_n = \omega/\omega_o$로 표현된다.

Γ-등가회로의 두 단자(Two-port) 해석은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_s' \\ i_s' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega(1-\sigma)L_s} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s' \\ i_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n' & 0 \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{1}{n'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s' \\ i_s \end{bmatrix}. \quad (3)$$

여기서 상호 인덕턴스는 $M = n'(1-\sigma)L_s$이며, LCL-T 회로의 두 단자 해석은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_s' \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_{sY} & j\omega L_Y(1+\delta_{sY}) \\ j\omega C_Y & \delta_Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (4)$$

여기서 $\delta_{sY} = 1-\omega^2(\sigma L_s C_Y)$이고, $\delta_Y = 1-\omega^2(L_Y C_Y)$ 이다. 수식 (4)를 수식 (3)에 대입하여 최종적으로 얻어지는 입출력 전압, 전류 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n'\delta_{sY} & j\omega L_Y(1+\delta_{sY})n' \\ \frac{\delta_{sY}}{j\omega M} + \frac{j\omega C_Y}{n'} & \frac{L_Y}{M}(1+\delta_{sY}) + \frac{\delta_Y}{n'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (6)$$

제안된 회로의 스위칭 주파수는 공진 주파수로 고정된다. 따라서 $\omega_n = 1$이므로 수식 (6)은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{bmatrix} v_p \\ i_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_Y n' \\ \frac{j\omega C_Y}{n'} & \frac{L_Y}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (7)$$

위상 천이 방식에 의해 크기가 결정되는 입력 전압은 제안된 LCL-T 컨버터의 출력 전류를 제어한다. 따라서 그림 2와 같이 변압기 2차 측을 종속 전압원, LCL-T 회로의 출력 전류를 종속 전류원으로 표현할 수 있다.

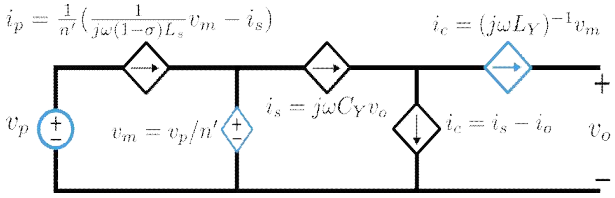

그림 2 종속 전압 및 전류원으로 표현된 LCL-T 회로

Fig. 2 LCL-T circuit represented as dependent voltage and current sources

그림 2는 스위칭 주파수가 공진 주파수로 동작할 때의 등가 회로이며, 부하 변화에 독립적이므로 CC 모드 제어가 가능하다. 제안된 회로는 Γ-등가회로 기반의 LCL-T 구조로 인덕터와 커패시터 단 두 개의 소자만 추가하여 구성하고, 추가적인 보조 회로 없이 CC 모드 제어가 가능하다.

3. 시뮬레이션 결과

표 1 제안된 LCL-T 공진형 컨버터 시뮬레이션 사양

Table 1 Proposed LCL-T resonant converter simulation specification

Parameter	Value	Unit
Resonance inductance (L_Y)	14.25	μH
Resonance capacitor (C_Y)	246	nF
Magnetizing inductance (L_m)	50.33	μH
Turn ratio (n')	0.853	Turn
Resonance frequency (f_o)	85	kHz

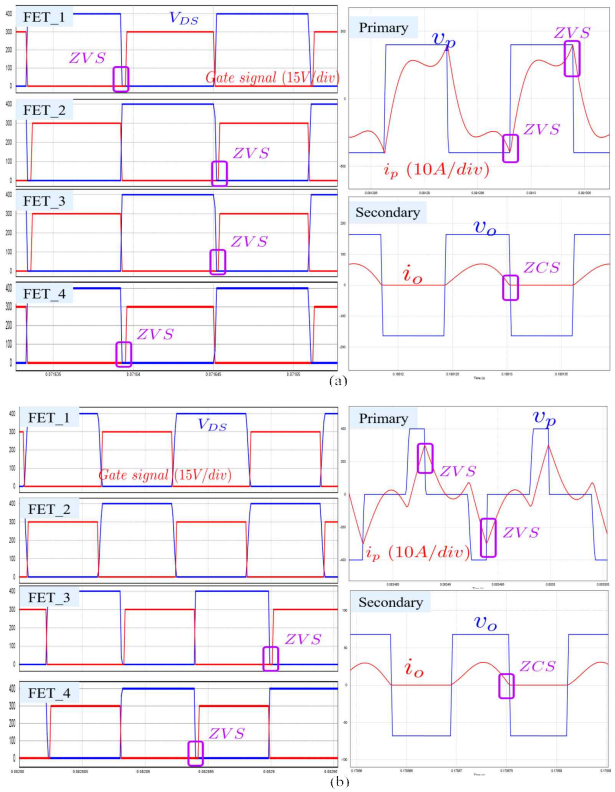

그림 3 FET와 정류단 다이오드 소프트 스위칭 파형과 1차 측 입력 전압 전류 파형 (a) Duty = 100% (b) Duty = 30%

Fig. 3 FET and rectifier diode soft switching waveform and primary input voltage current waveform (a) Duty = 100% (b) Duty = 30%

시뮬레이션의 사양은 표 1과 같다. 입력 전압은 400V, 부하 저항은 3.75Ω, 동작 주파수는 85kHz로 시뮬레이션을 진행하였다. 풀 브릿지 컨버터의 PWM은 위상 천이 기법을 통해 duty를 조절하고 제안된 회로의 출력 전류를 제어하였다. 그림 3은 FET의 드레인-소스 전압(V_{DS})과 게이트 입력 신호를 통하여 duty에 따른 zero voltage switching (ZVS) 가능 여부를 보여주며 1차 측의 전압(v_p)과 전류(i_p), 2차 측 정류단의 AC 전압(v_o)과 다이오드 전류(i_{D1})를 확인 할 수 있다. 그림 3(a) 파형에서 FET에 충분한 전류가 공급되어 ZVS 구현이 가능하며, 2차 측 정류 다이오드도 zero current switching (ZCS)이 구현되는 것을 확인 할 수 있다. 그림 3(b)에서는 duty가 감소하여도 1차 측 FET의 ZVS와 2차 측 정류단의 ZCS 구현이 가능함을 확인 할 수 있다.

그림 4(a)에서는 duty 변화에 따라 출력 전류(I_o)가 가변되는 것을 확인할 수 있다. 그림 4(a)는 duty 변화에 따른 출력 전류 RMS 값의 변화를 보여준다. 출력 전류 곡선은 LLC 컨버터에 비해 선형성을 보장한다. 그림 4를 통하여 LLC 컨버터와 비교하여 LCL-T 컨버터의 정전류 전원으로써의 유리함을 확인 할 수 있다. 따라서 제안된 LCL-T 컨버터는 LLC 컨버터와 달리 부하 변화에 독립적이므로 보다 충전기에 적합하다.

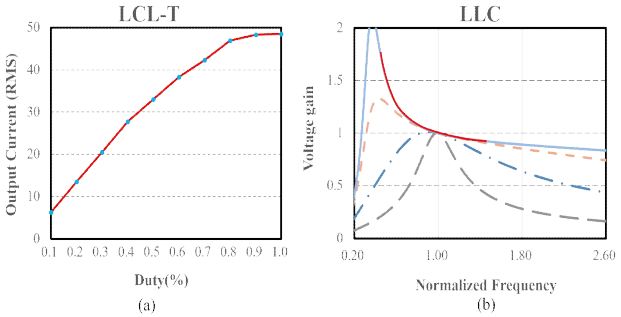

그림 4 LCL-T 컨버터와 LLC 컨버터 비교 (a) LCL-T 컨버터의 duty 별 출력 전류(RMS) 그래프 (b) LLC 컨버터의 전압 이득 곡선

Fig. 4 Comparison of LCL-T converter and LLC converter (a) Output current (RMS) graph by duty of LCL-T converter (b) Voltage gain curve of LLC converter

5. 결 론

본 논문에서는 Γ-등가회로 기반의 2차 측 LCL-T 공진형 컨버터를 제안하였다. 부하에 독립적인 토폴로지로, CC 모드가 가능하고 제어의 선형성이 확보된 공진형 컨버터임을 보였다. 사전 연구가 활발히 진행된 LLC 컨버터에 비해 CC 모드와 제어의 선형성 측면에서 충전기에 보다 적합한 구조로 사려된다.

이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국산업기술 진흥협회(KOITA)의 지원을 받아 수행된 연구임 (KOITA-RND3-2-2022-03, 3상 다계층 무선충전 급집전 패드 시스템 개발)

참 고 문 헌

[1] X. Li, H. Ma, S. Ren, J. Yi, S. Lu, and Q. Feng, “A novel lcl resonant converter with inherent cc-cv output for on-board chargers of plug-in electric vehicles,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 4, pp. 4212 - 4217, 2023. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3229025.

[2] Y. Wei, Q. Luo, and H. A. Mantooth, “An llc and lcl-t resonant tanks based topology forbattery charger application,” CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 6, no. 4, pp. 263 - 275, 2021. DOI: 10.24295/CPSSTPEA.2021.00025.