

LLC 컨버터 출력 캐패시터를 고려한 수정된 전압이득

장 푸 림, 남 광 희
포항공과대학교

Modified Voltage Gain Considering LLC Converter Output Capacitor

Poo Reum, Jang, Kwnam Hee, Nam
Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

ABSTRACT

LLC 컨버터는 1차측 스위치의 ZVS, 2차측 다이오드의 ZCS를 만족하며 높은 Power density로 인해 여러 분야에서 각광 받고 있는 시기이다. 기존의 FHA를 통해 LLC 컨버터를 해석하여 전압이득을 구하고 이를 기반으로 설계를 하지만 실제로는 기본파 성분뿐만 아니라 고조파 성분을 포함하므로 다소 오차가 존재하게 된다. 따라서 이 논문에서는 기존의 FHA에서 반영하지 않았던 출력 캐패시터의 영향을 반영함으로써 보다 정확한 LLC 컨버터의 전압이득 곡선을 제안한다.

1. 서 론

LLC 컨버터는 높은 Power density, 효율, 넓은 전압제어 범위를 가지는 특징 때문에 여러 분야에서 널리 사용된다. 특히 차량용 배터리 충전기, LED 구동용, 태양광 등에 널리 사용되고 있다. 이러한 LLC 컨버터를 설계하기 위해서는 초기의 입력 전압, 출력 전압, 정격 파워, 동작 주파수범위 등을 선정하게 되고 이를 가지고 사용자가 원하는 LLC 컨버터를 설계하게 된다. 이러한 설계 과정 가운데 가장 먼저 고려하는 일반적인 특징이 바로 입, 출력간의 전압이득 즉, 계인을 먼저 고려하게 된다. 따라서 입, 출력간의 전압 이득을 보다 정확하게 모델링함으로써 만족할만한 설계를 할 수 있게 된다. 기존의 다른 논문에서는 FHA에서 구한 수식에서 각각의 항들에 고려하지 못한 고조파 성분들을 포함시켜 보다 정확한 항으로 전압이득 수식을 유도하게 된다.^[1]

2. 전압 이득 수정

A. FHA 통한 전압 이득

기존의 FHA 통해 전압 이득을 구할 때 아래와 같은 2가지 가정을 하게 된다.^[2]

- LLC 컨버터는 항상 critical continuous mode로 동작한다. 따라서 LLC 컨버터의 등가회로는 Fig 1 (b)와 같다.
- 출력 캡이 충분히 커서 출력 전압을 어떠한 상수로 가정한다.

따라서 위의 가정에 따라 입, 출력간에 전압 이득을 구하게 되면 (1) 수식과 같이 표현이 된다.

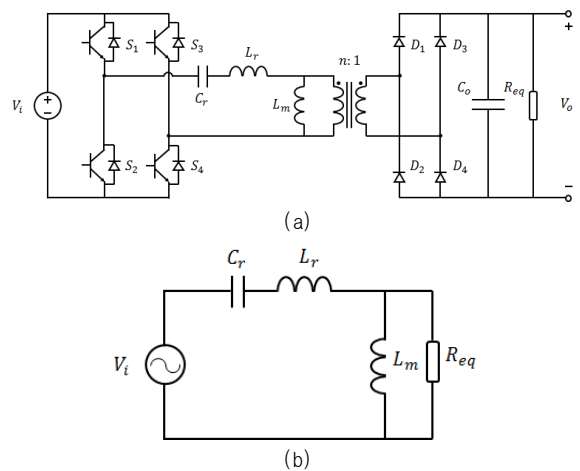


Fig.1. LLC 컨버터 (a) full-bridge LLC 컨버터 (b) 등가회로

$$M = \frac{n V_o}{V_{\in}} = \frac{1}{\sqrt{[1+l(1-1/f_n^2)]^2 + Q^2[f_n - 1/f_n]^2}} \quad (1)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{A^2 + B^2}}$$

$$l = \frac{L_r}{L_m}, f_n = \frac{f_s}{f_r}, Q = \frac{Z_0}{R_{eq}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, R_{eq} = \frac{n^2 \pi^2}{8} \frac{V_o}{I_o}$$

(1) 수식에서 A는 스위칭 주파수와 Lr/Lm 즉 설계 값과 동작 주파수에 영향을 받는 값이고 B는 Q와 스위칭 주파수 즉 부하 상태에 영향을 받는 값이라고 할 수 있다.

B. 출력 캐패시터 고려한 전압 이득

실제론 출력 캐패시터 값이 충분히 크지 않을 경우 출력 캐패시터의 전압에 스위칭 주파수의 두배에 해당하는 리플 성분이 보이게 된다. 이는 다이오드를 통해 정류된 전류가 출력캡을 충전 시킴으로써 스위칭 주파수보다 낮은 동작영역에서 이러한 리플 성분이 보이게 된다. 이는 Fig 2에서 보는 바와 같이 변압기 2차단 전압에 보이게 된다.

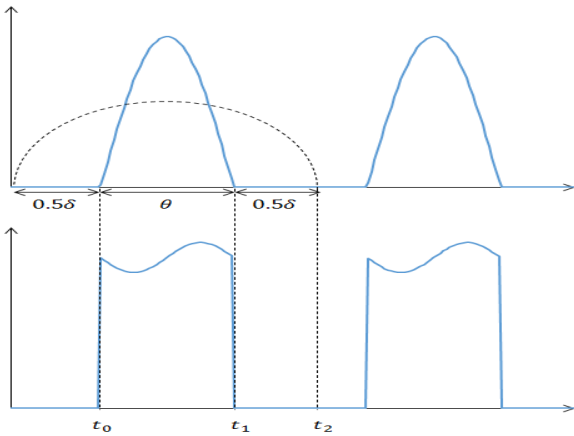


Fig.2. 2차단 다이오드 전류 및 변압기 2차단 전압

그림 2에서 보듯이 변압기 2차단 전압에 사인파가 더해진 파형이 보이게 되고 이는 출력 캐피터가 작을수록 이 영향은 크게 보이게 된다. 따라서 이를 2차 측 저항성분에 이를 고려하여야 한다. 2차측 전류와 전압을 각각 수식으로 나타내게 되면 아래와 같다. [1]

$$i_D = \begin{cases} I_D \sin(\omega_r t) & [t_0 - t_1] \\ 0 & [t_1 - t_2] \end{cases} \quad (2)$$

$$V_{D(1)} = I_o \frac{\pi(\theta - \sin\theta)}{2\theta} \quad (3)$$

위의 3번 수식은 다이오드 전류의 기본과 주파수에 해당하는 크기를 나타내게 된다. 변압기 2차측 전압에 위에서 언급한 스위칭 주파수 2배에 해당하는 성분을 고려하게 되면 4번 수식과 같이 쓸 수 있다.

$$V_s = \begin{cases} V_o + k \sin(2\omega t) & [t_0 - t_1] \\ 0 & [t_1 - t_2] \end{cases} \quad (4)$$

$$k \propto \frac{1}{C_o}$$

4번 수식에서 \$k\$는 출력 캐피터에 반비례하는 상수이다. 4번 수식을 중첩의 원리를 이용하여 그 크기를 구하면 아래와 같다.

$$V_{s(1)} = V_o \frac{4}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} + \frac{k}{\pi} \left[\frac{-2}{3} \sin \frac{3\theta}{2} + 2 \sin \frac{\theta}{2} \right] \quad (5)$$

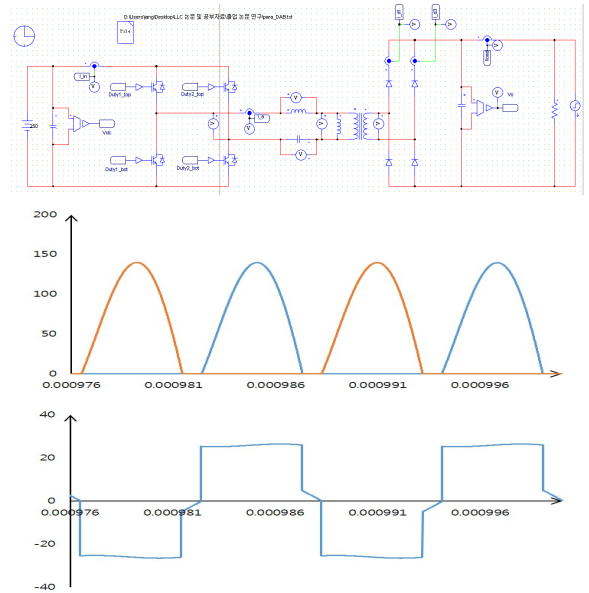
출력 캐피터가 충분히 크다면 5번 수식에서 뒷항은 무시할 수 있게 되면 기존의 FHA에서와 같은 결과를 갖게 된다. 위의 4번, 5번 수식을 통해 AC 저항을 다시 표현하면 6번 수식과 같이 나타내어진다.

$$R_{cq} = \frac{V_{s(1)}}{I_{D(1)}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o \sin \frac{\theta}{2} + \frac{k}{2} \left[\frac{-1}{3} \sin \frac{3\theta}{2} + \sin \frac{\theta}{2} \right]}{I_o (\theta - \sin\theta)} \quad (6)$$

따라서 6번 수식을 통해 \$Q\$를 구하고 이를 1번 수식에 대입하게 되면 새로운 전압 이득 수식을 구할 수 있게 된다. 6번 수식을 보게 되면 \$\theta\$의 영향으로 continuous mode 뿐만 아니라

discontinuous mode일 때도 적용 가능함을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션 결과



4. 결론

이 논문은 LLC 컨버터의 수정된 전압이득을 제안한다. 기존 FHA으로 구한 전압이득의 오차에 대해 분석하며 그에 대한 보상 항을 추가하여 수정된 전압이득을 제안한다. 이러한 추가 항은 critical continuous mode 뿐만 아니라 discontinuous mode와 출력캐피터의 영향을 동시에 반영하여 CCM 모드뿐만 아니라 DCM 모드일 때도 적용 가능한 전압이득 수식을 유도하였다.

이 논문은 한국산업기술평가관리원의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- [1] Jianqiang Liu, "A Modified Gain Model and the Corresponding Design Method for an LLC Resonant Converter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 32, NO. 9, SEPTEMBER 2017.
- [2] Junjun Deng, "Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers", IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 63, NO. 4, MAY 2014.
- [3] Zhiyuan Hu, "An Accurate Design Algorithm for LLC Resonant Converters --Part I", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 31, NO. 8, AUGUST 2016.