

PWM 모드 CLLLC 컨버터의 시간 영역 해석

이도홍, 조영훈
 건국대학교 전력전자연구소

Time domain analysis for PWM mode CLLLC converter

Dohong Lee, Younghoon Cho
 Power Electronics Lab. Konkuk Univ.

ABSTRACT

일반적으로 CLLLC 공진형 컨버터는 스위칭 주파수를 가변하여 출력 이득을 제어하지만, PWM 모드를 활용하면 더 넓은 출력 범위를 확보할 수 있다. 기존 절연형 컨버터의 동작을 해석적으로 확인하기 위해 First harmonic approximation(FHA) 및 주파수 영역 해석 등 다양한 방법이 적용되었지만, 최근에는 컨버터 동작의 일반해를 시간영역에서 나타내어 직관적인 해석이 가능하다. 본 논문은 CLLLC 공진형 컨버터의 PWM 모드 동작에 대한 시간영역 해석 방법을 제안한다. PWM 동작에 따른 컨버터의 각 스위칭 상태에 대한 시간 영역 일반해를 도출하며, 실제 컨버터 동작과 일치함을 확인하였다.

1. 서론

절연형 DC/DC 컨버터는 전기차 충전기, 직류 배전, 에너지 저장 장치 등 많은 산업 분야에서 널리 응용되고 있다. 절연형 컨버터의 회로 구조는 대표적으로 DAB 컨버터와 LLC/CLLC 공진형 컨버터를 예로 들 수 있다. 이 중 DAB 컨버터는 변압기의 등가 누설 인덕턴스와 1차/2차측 컨버터의 극전압 차를 이용해 전력을 전달하여, 비교적 직관적인 해석이 가능하다. 반면 LLC/CLLC 공진형 컨버터의 경우 전력 전달에 영향을 주는 소자의 수가 DAB 컨버터에 비해 많다. 또한 공진 네트워크의 공진 주파수와 컨버터의 스위칭 주파수의 관계에 따라 컨버터의 동작 모드가 나뉘어 직관적인 해석이 어렵다. 이러한 공진형 컨버터의 동작 해석을 위해 일차 고조파 근사(first harmonic approximation), 확장 고조파 근사(Extended Harmonics approximation), 시뮬레이션 및 인공지능 알고리즘을 이용한 분석 등 다양한 방법이 응용되고 있으나, 시간영역에서 컨버터의 동작을 수식적으로 표현하는 방법이 비교적 높은 정확성을 가지며 직관적인 이해가 가능하다는 장점이 있다.^[1]

일반적으로 공진형 컨버터는 공진 네트워크의 공진 주파수(resonant frequency)와 양호도(Quality factor) 및 변압기의 턴 비 등을 조절하여 컨버터의 출력 범위를 설계한다. 그러나, 이러한 설계 방안은 넓은 출력 전압 범위와 높은 효율을 동시에 확보하는데 한계가 있다. 최근에는 이러한 공진형 컨버터의 약점을 극복하기 위해 PWM 기법을 활용하는 다양한 연구가 진행되고 있다.^{[2][3]} 이때, PWM 기법을 활용하는 공진형 컨버터의 경우 기존의 일차 고조파 근사, 확장 고조파 근사 방법을

적용하기 어렵다. 또한 시간영역 해석 방법의 경우, 자화 인덕턴스를 소거하는 등의 가정을 통한 연구 결과가 주를 이룬다. 이러한 단점을 극복하기 위하여, 본 논문에서는 자화 인덕턴스의 동작을 고려한 CLLLC 컨버터가 PWM 모드로 동작할 때, 컨버터의 동작을 시간영역에서 해석하는 방안을 나타낸다.

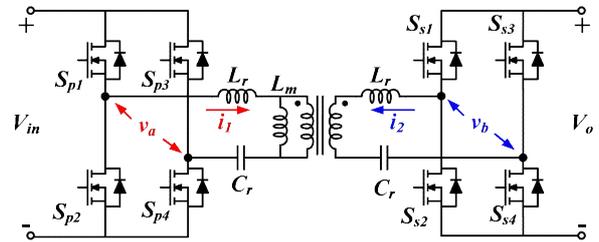


그림 1 CLLLC 컨버터 회로도
 Fig. 1 Circuit diagram of CLLLC converter

2. CLLLC 컨버터의 시간 영역 해석

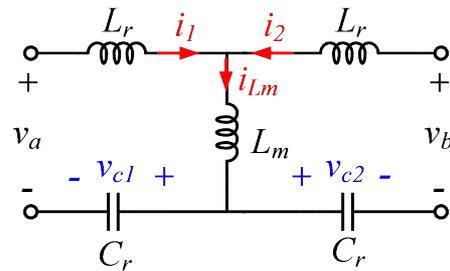


그림 2 CLLLC 컨버터의 공진 네트워크
 Fig. 2 Resonant network of CLLLC converter

2.1 공진 네트워크 모델링

그림 2은 CLLLC 컨버터의 공진 네트워크를 나타낸다. 해석의 편의를 위해 변압기의 턴 비를 1:1로 가정하고 1차측과 2차측을 결합하였다. 이때, v_a 와 v_b 는 각각 CLLLC 컨버터의 1/2차 스위칭 레그의 극전압을 나타내며, i_1 과 i_2 는 각각 1차/2차 공진 인덕터 전류를 나타낸다. i_{Lm} 은 자화 인덕터의 전류를 나타내며, v_{c1} 과 v_{c2} 는 각각 1차/2차 공진 커패시터의 전압을 나타낸다. 이때, 공진 네트워크의 각 전압 및 전류에 대해 아래와 같은 수식적 관계를 유도할 수 있다.

$$L_r \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + v_{c1} = v_a \quad (1)$$

$$L_r \frac{di_2}{dt} + L_m \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + v_{c2} = v_b \quad (2)$$

$$C_r \frac{dv_{c1}}{dt} = i_1 \quad (3)$$

$$C_r \frac{dv_{c2}}{dt} = i_2 \quad (4)$$

일반적으로, 수식 (1)~(4)는 4계 미분 방정식의 해석 방법을 적용하여 해석될 수 있지만, 본 논문에서는 해석의 간편화를 위해 다음과 같은 치환을 적용한다.^[1]

$$i_s = i_1 + i_2, \quad i_d = i_1 - i_2 \quad (5)$$

$$v_s = v_{c1} + v_{c2}, \quad v_d = v_{c1} - v_{c2} \quad (6)$$

$$v_h = v_a + v_b, \quad v_k = v_a - v_b \quad (7)$$

수식 (1)~(4)에 대해 수식 (5)~(7)을 적용하고 수식 (1), (2) 및 (3), (4)의 항을 소거하여 아래와 같은 관계를 도출할 수 있다.

$$L_r \frac{di_d}{dt} + v_d = v_k, \quad C_r \frac{dv_d}{dt} = i_d \quad (8)$$

$$(L_r + 2L_m) \frac{di_s}{dt} + v_s = v_h, \quad C_r \frac{dv_s}{dt} = i_s \quad (9)$$

수식 (8)과 수식 (9)는 각각 (i_d , v_d)와 (i_s , v_s)에 대한 2계 미분 방정식으로 해석될 수 있다.

2.2 CLLLC 컨버터의 PWM 모드 동작 모델링

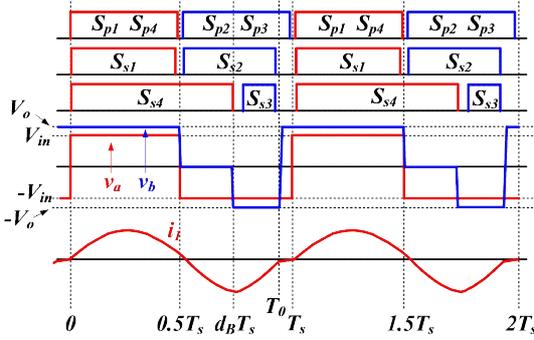


그림 3 CLLLC 컨버터의 PWM 동작 요약

Fig. 3 Summary for PWM operation of CLLLC converter

그림 3은 그림 1에 나타난 CLLLC 컨버터가 PWM 모드에서 동작할 때의 주요 파형을 나타낸다. 기존의 공진형 CLLLC 컨버터와 달리 $[0.5T_s \sim d_B T_s]$ 구간 동안 2차측 스위치 S_{s2} 에 의해 공진 전류가 부스팅되며, $[d_B T_s \sim T_0]$ 구간에는 부스팅된 전류가 출력단으로 전달된다. PWM 모드에서 동작하는 CLLLC 컨버터의 각 모드에 따른 공진 네트워크의 입/출력 전압을 나타내면 다음과 같다.

표 1 PWM 모드 CLLLC 컨버터의 공진 네트워크 입/출력 전압
Table 1 Resonant network input/output voltage of PWM mode CLLLC converter

구간	V_a	V_b	V_h	V_k
$0 \sim 0.5T_s$	V_{in}	V_o	$V_{in} + V_o (= V_{h1})$	$V_{in} - V_o (= V_{k1})$
$0.5T_s \sim d_B T_s$	$-V_{in}$	0	$-V_{in} (= V_{h2})$	$-V_{in} (= V_{k2})$
$d_B T_s \sim T_0$	$-V_{in}$	$-V_o$	$-V_{in} - V_o (= V_{h3})$	$-V_{in} + V_o (= V_{k3})$
$T_0 \sim T_s$	$-V_{in}$	V_o	$-V_{in} + V_o (= V_{h4})$	$-V_{in} - V_o (= V_{k4})$

2.3 CLLLC 컨버터의 PWM 동작 모드에 따른 모델

표 1의 각 모드별 v_h 와 v_k 의 관계와 수식(8),(9)를 이용하면 CLLLC 컨버터의 PWM 동작의 각 모드에 대한 일반해를 도출할 수 있다.

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad Z_m = \sqrt{\frac{(L_r + 2L_m)}{C_r}} \quad (10)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_m = \frac{1}{\sqrt{(L_r + 2L_m) C_r}}$$

$$\text{Mode a} [0 \sim \frac{T_s}{2}], t_a = 0$$

$$v_d(t) = (v_d(t_a) - v_{k1}) \cos(\omega_r t) + Z_r i_d(t_a) \sin(\omega_r t) + v_{k1}$$

$$i_d(t) = -\frac{1}{Z_r} (v_d(t_a) - v_{k1}) \sin(\omega_r t) + i_d(t_a) \cos(\omega_r t)$$

$$v_s(t) = (v_s(t_a) - v_{h1}) \cos(\omega_m t) + Z_m i_s(t_a) \sin(\omega_m t) + v_{h1}$$

$$i_s(t) = -\frac{1}{Z_m} (v_s(t_a) - v_{h1}) \sin(\omega_m t) + i_s(t_a) \cos(\omega_m t) \quad (11)$$

$$\text{Mode b} [\frac{T_s}{2} \sim d_B T_s], t_b = \frac{T_s}{2}$$

$$v_d(t) = (v_d(t_b) - v_{k2}) \cos \omega_r(t - t_b) + Z_r i_d(t_b) \sin \omega_r(t - t_b) + v_{k2}$$

$$i_d(t) = -\frac{1}{Z_r} (v_d(t_b) - v_{k2}) \sin \omega_r(t - t_b) + i_d(t_b) \cos \omega_r(t - t_b)$$

$$v_s(t) = (v_s(t_b) - v_{h2}) \cos \omega_m(t - t_b) + Z_m i_s(t_b) \sin \omega_m(t - t_b) + v_{h2}$$

$$i_s(t) = -\frac{1}{Z_m} (v_s(t_b) - v_{h2}) \sin \omega_m(t - t_b) + i_s(t_b) \cos \omega_m(t - t_b) \quad (12)$$

$$\text{Mode c} [d_B T_s \sim T_0], t_c = d_B T_s$$

$$v_d(t) = (v_d(t_c) - v_{k3}) \cos \omega_r(t - t_c) + Z_r i_d(t_c) \sin \omega_r(t - t_c) + v_{k3}$$

$$i_d(t) = -\frac{1}{Z_r} (v_d(t_c) - v_{k3}) \sin \omega_r(t - t_c) + i_d(t_c) \cos \omega_r(t - t_c)$$

$$v_s(t) = (v_s(t_c) - v_{h3}) \cos \omega_m(t - t_c) + Z_m i_s(t_c) \sin \omega_m(t - t_c) + v_{h3}$$

$$i_s(t) = -\frac{1}{Z_m} (v_s(t_c) - v_{h3}) \sin \omega_m(t - t_c) + i_s(t_c) \cos \omega_m(t - t_c) \quad (13)$$

$$\text{Mode d} [T_0 \sim T_s], t_d = T_0$$

$$v_d(t) = (v_d(t_d) - v_{k4}) \cos \omega_r(t - t_d) + Z_r i_d(t_d) \sin \omega_r(t - t_d) + v_{k4}$$

$$i_d(t) = -\frac{1}{Z_r} (v_d(t_d) - v_{k4}) \sin \omega_r(t - t_d) + i_d(t_d) \cos \omega_r(t - t_d)$$

$$v_s(t) = (v_s(t_d) - v_{h4}) \cos \omega_m(t - t_d) + Z_m i_s(t_d) \sin \omega_m(t - t_d) + v_{h4}$$

$$i_s(t) = -\frac{1}{Z_m} (v_s(t_d) - v_{h4}) \sin \omega_m(t - t_d) + i_s(t_d) \cos \omega_m(t - t_d) \quad (14)$$

수식 (10)~(14)는 PWM 모드 CLLLC 컨버터의 각 동작모드에서 v_d , i_d , v_s , i_s 에 대한 일반해를 나타낸다. 수식에서 $v_d(t_{a,b,c,d})$, $i_d(t_{a,b,c,d})$, $v_s(t_{a,b,c,d})$, $i_s(t_{a,b,c,d})$ 는 각 모드에서 v_d , i_d , v_s , i_s 의 초기치를 의미한다. CLLLC 컨버터의 동작이 연속적인 점을 고려하면, 각 모드에서 v_d , i_d , v_s , i_s 의 끝값이 다음 모드에서 초기치가 됨을 알 수 있다.

$$v_d, i_d, v_s, i_s(0.5T_s)_{\text{Mode a}} = v_d, i_d, v_s, i_s(0.5T_s)_{\text{Mode b}} \quad (17)$$

$$v_d, i_d, v_s, i_s(d_B T_s)_{\text{Mode b}} = v_d, i_d, v_s, i_s(d_B T_s)_{\text{Mode c}} \quad (18)$$

$$v_d, i_d, v_s, i_s(T_0)_{\text{Mode c}} = v_d, i_d, v_s, i_s(T_0)_{\text{Mode d}} \quad (19)$$

$$v_d, i_d, v_s, i_s(T_s)_{\text{Mode d}} = v_d, i_d, v_s, i_s(0)_{\text{Mode a}} \quad (20)$$

수식 (17)~(20)을 정리하면 $v_d(t_{a,b,c,d})$ 와 $i_d(t_{a,b,c,d})$, $v_s(t_{a,b,c,d})$ 와 $i_s(t_{a,b,c,d})$ 에 대한 2쌍의 8차 연립 방정식을 얻을 수 있다. 최종적으로 연립 방정식의 해를 도출하면 각 모드의 초기치를 얻을 수 있고, CLLLC 컨버터의 PWM 동작에 대한 각 모드별 시간 영역 해를 얻을 수 있다.

3. 모의실험 검증

표 2 CLLLC 컨버터 모의 실험 파라미터
Table 2 CLLLC Converter Simulation parameter

1차/2차 공진 인덕턴스, L_r	30 μ H
1차/2차 공진 커패시턴스, C_r	85nF
자화 인덕턴스, L_m	200 μ H
입력 전압, V_{in}	420V
출력 전압, V_o	662V
2차 측 S_{sf} 듀티 비, d_B	0.8
컨버터 스위칭 주파수	102kHz
컨버터 정격 전력, P	7.2kW

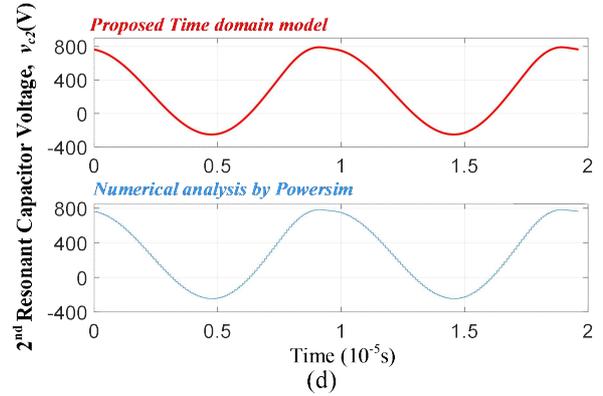
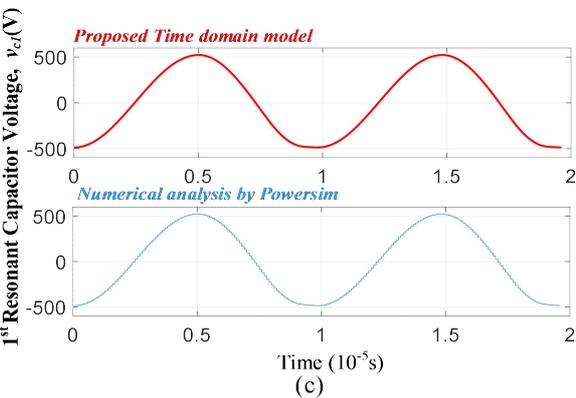
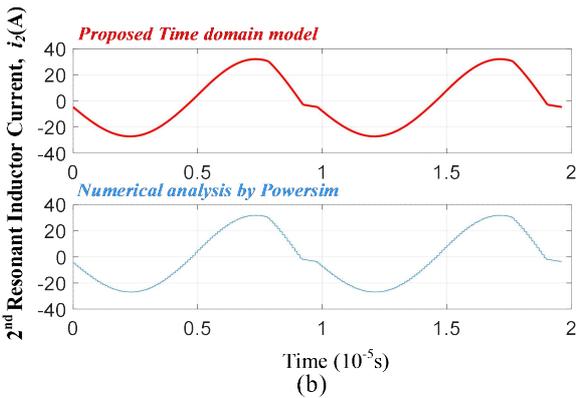
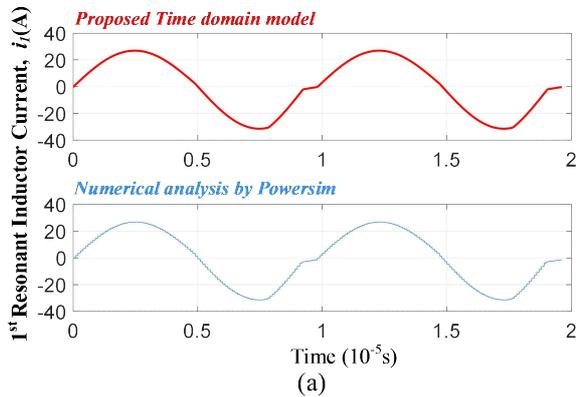


그림 4는 본 논문에서 제안한 시간 영역 해석 모델을 Matlab을 이용하여 구현한 결과와 Powersim을 이용한 모의실험 결과를 비교한 파형이다. PWM 동작 조건에서 동작하는 CLLLC 컨버터의 제안된 모델이 모의실험과 일치함을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문은 PWM 모드로 동작하는 CLLLC 컨버터의 동작 모델을 시간 영역에서 나타내는 방법을 제안하였다. CLLLC 컨버터의 PWM 동작에 대한 각 모드를 구분하였고, 각 모드에서 공진 네트워크의 입출력 전압을 정의하여 각 모드별 수식을 도출하였다. 제안된 시간영역 모델의 검증을 위해 모의실험 결과와 비교하였으며, 비교 결과 제안된 모델링 방법의 효용성이 있음을 확인하였다. 추후 제안한 모델링 방법의 검증을 위해 다양한 조건에서의 비교 및 실제 실험을 통한 검증을 진행할 예정이다.

본 연구는 2024년도 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20204010600220)

이 논문은 2023년도 정부(방위사업청)의 재원으로 국방기술진흥연구소의 지원을 받아 수행된 연구임 (C230027, 부품국산화개발 지원사업)

참고 문헌

- [1] B. Li, M. Chen, X. Wang, N. Chen, X. Sun and D. Zhang, "An Optimized Digital Synchronous Rectification Scheme Based on Time-Domain Model of Resonant CLLC Circuit," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 9, pp. 10933-10948, Sept. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3044297
- [2] J. -W. Kim and P. Barbosa, "PWM-Controlled Series Resonant Converter for Universal Electric Vehicle Charger," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 12, pp. 13578-13588, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3072991.
- [3] X. Tang, Y. Xing, H. Wu and J. Zhao, "An Improved LLC Resonant Converter With Reconfigurable Hybrid Voltage Multiplier and PWM-Plus-PFM Hybrid Control for Wide Output Range Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 1, pp. 185-197, Jan. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2914945.