

넓은 출력전압대응 노치필터적용 3-브리지 LLC DC-DC 컨버터

김태란, 박경수, 김은수[†]
 전주대학교

3-Bridge LLC Converter with Notch Filter for Wide Output Voltage Control

Tae-Ran Kim, Kyung-Su Park, Eun-Soo Kim[†]
 JeonJu University

1. 서론

전기자동차 및 지게차 등 다양한 E-mobility의 사용이 늘어나면서 단일전원공급장치로 다양한 기기의 배터리 충전이 가능한 DC-DC 컨버터가 요구되고 있다^[1]. 기 제안된 3-브리지 LLC 컨버터는 그림 1 (a)에 나타난 바와 같이 각 브리지 스위치(Q₁/Q₂, Q₃/Q₄, Q₅/Q₆)의 스위칭패턴을 조합함으로써 4가지 동작모드로 동작하여 넓은 출력전압제어범위(V_o: 7.5 V_{DC}~120 V_{DC})를 갖고 동작할 수 있으며, 동작모드 전환 도중 출력전압의 안정적인 제어를 위해 모핑제어(Morphing Control)를 적용하고 이에 따라 과도현상을 억제하고 안정된 정밀제어가 가능하였다^[2]. 하지만 넓은 출력전압범위 제어를 위해 변압기(T₁, T₂) 자화인덕턴스(L_{pm})를 과도하게 저감(205.3 μH)하였음에도 동작영역이 LLC 컨버터의 공진주파수(f_r: 170 kHz) 이상이 되면 그림 1 (b)에서 볼 수 있듯 완만한 이득특성을 가지게 된다. 이에 따라 경부하(10 A)시 동작모드전환 모핑제어(Morphing Control) 구간에서 스위칭주파수(f_s)가 과도하게 높아져(400 kHz↑) 하드스위칭 및 효율을 저감 시키고, 모핑제어가 불안정해진다. 또한, LLC 컨버터는 입출력전압이득 특성 상 전압이득(G_v)이 0이 될 수 없기 때문에 이상동작 발생 시 가변주파수 및 PWM 병행제어 또는 시스템 정지(Shutdown)를 해야만 하는 문제가 있었다^[3]. 이러한 단점을 극복하기 위해 LLC-LC 컨버터가 발표되고 있지만, 노치필터(Notch Filter) 적용에 따라 부하단락 또는 출력전압(V_o)이 0 V_{DC}로 저감 시 입력링크전압(V_{LINK})이 노치필터에 인가되어 과도한 병렬공진탱크전류가 흘러 노치필터 적용에 한계가 있었다^[4].

이에 대응하여 그림 2 (a)에 나타난 바와 같이 3-브리지 LLC 컨버터에 LC 병렬공진회로인 노치필터를 적용하여 출력전압(V_o)을 0 V_{DC}로 저감할 수 있으며, 자화인덕턴스(L_{pm})를 증가시켰음에도 좁은 스위칭주파수(f_s) 범위 내에서 동작모드 전환이 이루어지게 하여 안정적으로 넓은 출력전압제어범위(V_o: 0 V_{DC}~120 V_{DC})에 대응 가능하다. 또한 과부하와 단락 발생 시 빠르게 Mode 0으로 모드전환하여 이득제어를 위해 최대스위칭주파수인 LC 병렬공진주파수(f_p)로 이동하여 동작할지라도 LC 병렬공진회로인 노치필터에 입력링크전압(V_{LINK})의 1/4만 인가됨으로써 과도한 병렬공진탱크전류를 저감할 수 있는 3-브리지 LLC-LC DC-DC 컨버터를 제안하였다.

본 논문에서는 권선손실 및 도통손실을 줄이면서도 이득특성을 개선할 수 있는 큰 자화인덕턴스(L_{pm}) 적용과 스위칭동작 주파수 제어범위를 LC 병렬공진주파수(f_p)로 제한시켜 기존 대비 좁은 스위칭주파수제어범위(133 kHz~255 kHz)에서도 넓은 출력전압제어범위(V_o: 0 V_{DC}~120 V_{DC})를 갖도록 하는 노치필터 최적설계방법을 제시하였다. 또한 PSIM 회로시뮬레이터를 이용하여 디지털제어 회로를 구현하였고, 제안 3-브리지

LLC-LC DC-DC 컨버터와 기존 3-브리지 LLC DC-DC 컨버터에 대한 시뮬레이션 결과를 바탕으로 비교 검토를 통해 적용 가능성을 입증하였다.

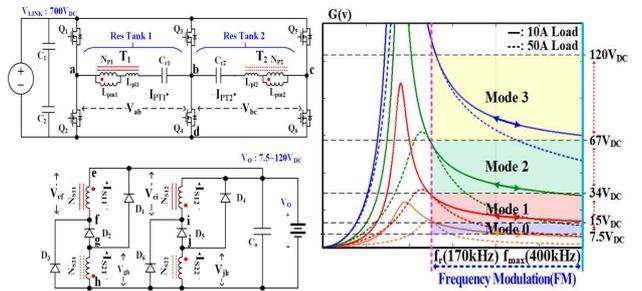


그림 1. (a) 3-브리지 LLC 컨버터 (b) 이득특성곡선

2. 본론

2.1 노치필터적용 3-브리지 LLC-LC 컨버터

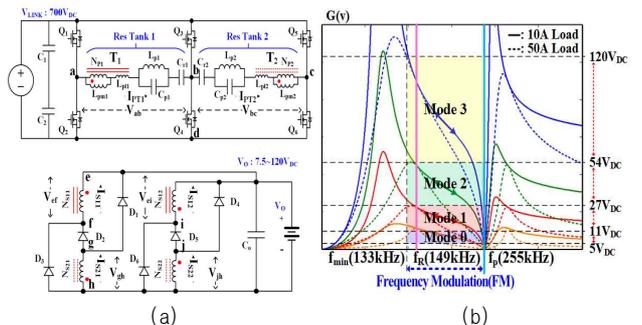


그림 2. (a) 3-브리지 LLC-LC 컨버터 (b) 이득특성곡선

본 논문에서 제안한 3-브리지 LLC-LC 컨버터는 6개의 주 스위칭소자(Q₁/Q₂, Q₃/Q₄, Q₅/Q₆)의 스위칭 동작패턴에 따라 동작모드(Mode 0, Mode 1, Mode 2, Mode 3)가 전환되며, 그림 2 (b)와 같이 동작모드에 따라 입출력전압이득(G_v)을 결정하게 된다. 1차측 직렬/2차측 병렬 연결되어 풀-브리지(Full-bridge) 스위칭 동작하는 Mode 1의 입출력전압이득(G_{v1})을 식 (1)로 나타내었으며, 동일 등가회로에서 하프-브리지(Half-bridge) 스위칭 동작하는 Mode 0의 입출력전압이득(G_{v0}=G_{v1}/2)은 Mode 1 이득의 절반으로 나타낼 수 있다. 1차측 병렬/2차측 직렬 연결되어 풀-브리지(Full-bridge) 스위칭 동작하는 Mode 3의 입출력전압이득(G_{v3})을 식 (2)로 나타내었으며, 동일 등가회로에서 하프-브리지(Half-bridge) 스위칭 동작하는 Mode 2의 입출력전압이득(G_{v2}=G_{v3}/2)은 Mode 3 이득의 절반으로 나타낼 수 있다.

$$G_{v1} = \frac{1}{2 \left[1 + A + \left(A + \frac{B}{1+B} \right) \cdot \left(\frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{2}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right) \right] + j 2 Q_r F_{rn} \cdot (1+B) \cdot \left[1 + \frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{2}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right]} \quad (1)$$

$$G_{v3} = \frac{2}{\left[1 + A + \left(A + \frac{B}{1+B} \right) \cdot \left(\frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{1}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right) \right] + j 2 Q_r F_{rn} \cdot (1+B) \cdot \left[1 + \frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{1}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right]} \quad (2)$$

$$A = \frac{L_{pl}}{L_{pm}} \quad (3), \quad B = \frac{N^2 L_{sl}}{L_{pm}} \quad (4), \quad L_{eq} = L_{pl} + (L_{pm} // L_{sl}) \quad (5)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_r}} \quad (6), \quad \omega_r = 2\pi f_r \quad (7), \quad F_{rn} = \frac{\omega}{\omega_r} = \omega \sqrt{L_{eq} C_r} \quad (8)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}} \quad (9), \quad \omega_p = 2\pi f_p \quad (10), \quad F_{pn} = \frac{\omega}{\omega_p} = \omega \sqrt{L_p C_p} \quad (11)$$

$$Q_r = \frac{Z_{eq}}{N^2 R_{ac}} = \frac{\omega_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}} \quad (12), \quad Q_p = \frac{Z_p}{N^2 R_{ac}} = \frac{\omega_p L_p}{N^2 R_{ac}} \quad (13)$$

$$\lambda = \frac{Z_{eq}}{Z_p} \quad (14), \quad Z_{eq} = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \quad (15), \quad Z_p = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (16)$$

기존 3-브리지 LLC 컨버터에 LC 병렬공진부인 노치필터를 적용함에 따라 공진주파수(f_r : 170 kHz) 이상에서 완만해지는 LLC 컨버터의 이득특성을 샤프하게 개선하였다. 이로 인해 동작모드 전환이 용이해져 변압기(T_1, T_2) 자화인덕턴스(L_{pm})를 기존 대비 2배(410.6 μ H) 증가시킴으로써 변압기 권선 손실 및 스위칭소자들의 도통손실을 저감 하고 효율을 개선하였다. 또한 LC 병렬공진주파수(f_p : 255 kHz)에서 출력전압이 0 V_{DC}로 감소하는 LC 병렬공진특성의 영향으로 인해 개선된 이득특성에 따라 입력전압이득(G_v)이 가장 낮아지는 LC 병렬공진주파수(f_p)를 최대스위칭주파수(f_{max})로 선정하여 기존 회로 대비 좁은 스위칭주파수 제어범위(f_s : 133 kHz~255 kHz) 내에서도 넓은 범위의 출력전압(V_o : 0 V_{DC}~120 V_{DC}) 제어가 가능하며, 소프트 스타트 동작 시 과도한 공진전류(I_{PT1}, I_{PT2})를 저감할 수 있고, 특히 과부하시 입력전압이득(G_v)을 0으로 낮추어 수하특성에 대응 가능하다.

선정된 스위칭주파수(f_s) 제어범위 내에서 출력전압(V_o)이 각 동작모드 내에서 위치해 있을 때는 가변스위칭주파수제어(Frequency Modulation, FM)를 통해 출력전압(V_o)을 제어하며, 출력전압(V_o)이 동작모드가 전환되는 구간에 있을 때는 가변스위칭주파수제어(FM)와 듀티제어(Duty Modulation, DM)가 동시에 이루어지는 모핑제어(Morphing Control)를 적용하여 순간적으로 출력전압이득이 크게 변화함으로 인한 출력전압(V_o)과 출력전류(I_o) 과도상태 발생을 보완하고 출력전압(V_o)을 선형적으로 제어하였다. 이에 대한 개념도를 그림 3에 나타내었다.

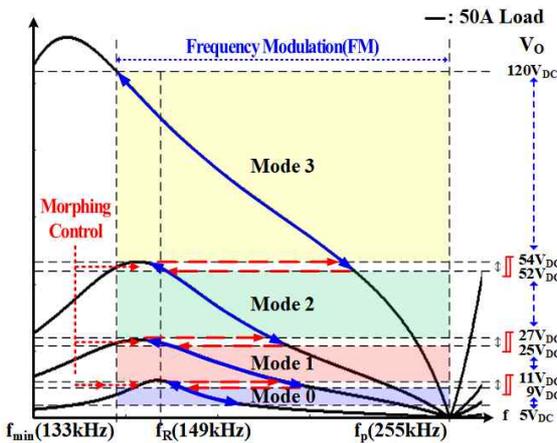


그림 3. 3-브리지 LLC-LC 컨버터 모핑제어 개념도

2.2 자화인덕턴스(L_{pm}) 및 병렬공진인덕턴스(L_p) 선정

LLC 공진형 컨버터에서 변압기(T_1, T_2) 자화인덕턴스(L_{pm})는 주스위치 소자의 영전압스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS) 동작을 결정한다. 제한하는 3-브리지 LLC-LC 컨버터의 입력전압이득 특성상 전압이득이 가장 낮은 Mode 0에서 고려해야하며, 영전압스위칭(ZVS) 동작을 위한 자화인덕턴스(L_{pm})는 식 (17)에 의해 결정된다.

$$L_{pm} \leq \frac{NV_o t_{dead}}{16 C_{oss} V_{in} f_s} = 420 \mu H \quad (17)$$

LC 병렬공진회로 파라미터 선정을 위해 Mode 0와 Mode 1의 입력임피던스($Z_{in0,1}$)를 식 (18)에, Mode 2와 Mode 3의 입력임피던스($Z_{in2,3}$)를 식 (19)에 나타내었으며, 정규화 주파수(F_m)에 따른 LLC-LC 공진회로 Mode 0, 1 및 Mode 2, 3의 정규화 입력임피던스 특성을 그림 4에 시뮬레이션 구현하여 나타내었다. LC 병렬공진주파수(f_p : 255 kHz)는 LLC 공진주파수(f_r : 170 kHz)의 1.5배에서 2배 사이로 선정하는 것이 안전하며, LLC-LC 공진주파수(f_R)는 식 20에 나타낸 바와 같이 LC 병렬공진회로의 영향을 받아 낮은 주파수로 이동하게 된다. LC 병렬공진회로의 특성이 나타나는 $f_R \leq f_s \leq f_p$ 영역에서의 LLC-LC 공진회로 입력임피던스에 비해, $f_s \leq f_R$ 영역에서의 LLC-LC 공진회로 입력임피던스는 LLC 공진회로의 입력임피던스와 유사한 특성을 나타낸다. 따라서 $f_s \leq f_R$ 영역에서 LC 병렬공진회로의 영향을 완화하고 LLC 컨버터와 호환되도록 설계하기 위해 LC 병렬공진인덕턴스(L_p)는 LLC 등가공진인덕턴스(L_{eq})의 비율로 결정되어야한다. 이때 LLC 등가공진인덕턴스(L_{eq})와 병렬공진인덕턴스(L_p)의 비율($\Gamma = L_{eq}/L_p$)은 그림 4의 정규화 입력임피던스(Z_{in}) 특성을 고려하여 선정되며 LLC-LC 공진주파수(f_R)에서 경부하 동작시의 정규화된 입력임피던스보다 큰 값으로 선정된다. 이에 따라 LC 병렬공진인덕터(L_p)와 LC 병렬공진커패시터(C_p)를 식 (21), 식 (22)에 의해 결정하였다.

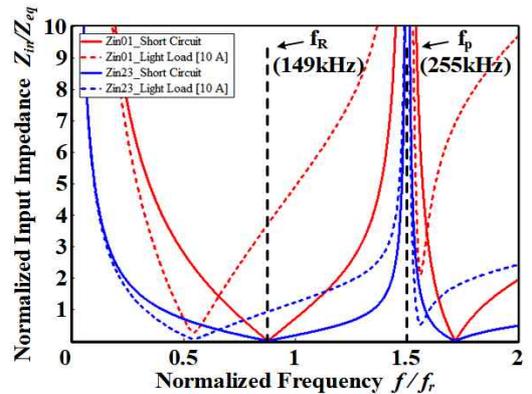


그림 4. LLC-LC 컨버터의 정규화주파수에 대한 정규화 입력임피던스

$$Z_{in0,1} = 2 \left[j\omega L_{pm} \left[A + \left(A + \frac{B}{1+B} \right) \cdot \left(\frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{1}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right) + \frac{j\omega N^2 L_{sl} + N^2 R_{ac}}{j\omega L_{pm} + j\omega N^2 L_{sl} + N^2 R_{ac}} \right] \right] \quad (18)$$

$$Z_{in0,1} = \frac{1}{2} \left[j\omega L_{pm} \left[A + \left(A + \frac{B}{1+B} \right) \cdot \left(\frac{Q_p F_{pm}}{Q_r F_{rn}} \cdot \frac{1}{1-F_{pm}^2} - \frac{1}{F_{rn}^2} \right) + \frac{j\omega N^2 L_{sl} + N^2 R_{ac}}{j\omega L_{pm} + j\omega N^2 L_{sl} + N^2 R_{ac}} \right] \right] \quad (19)$$

$$f_R = \sqrt{\frac{f_r^2 + f_p^2 + \lambda^{-1} f_r f_p \pm \sqrt{(f_r^2 + f_p^2 + \lambda^{-1} f_r f_p)^2 - 4 f_r^2 f_p^2}}{2}} \quad (20)$$

$$L_p = \frac{L_{eq}}{\Gamma} = 28.66 \mu H \quad (21), \quad C_p = \left(\frac{1}{2\pi f_p} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_p} = 13.6 nF \quad (22)$$

3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 좁은 스위칭주파수(f_s) 제어범위에서도 넓은 출력전압(V_o)을 제어 가능하고 무부하 및 과부하시 동작모드 전환을 통해 이상 상황 대응이 가능한 3-브리지 LLC-LC 컨버터를 제안하였으며, 정격용량 120 V/10 A/1.2 kW 시뮬레이션을 통해 검토하였다. 시뮬레이션 진행 시 LLC 공진회로 파라미터와 주요 정격 사양은 표 1에 나타내었다.

표 1. 3-브리지 LLC-LC 공진컨버터 주요정격 및 공진회로 파라미터

주요 정격	링크 전압(V_{LINK})	700 V _{DC}
	출력전압(V_o)/출력전류(I_o)/출력용량(P_o)	0 V _{DC} ~ 120 V _{DC} / 50 A/6 kW
스위칭 주파수(f_s)	133 kHz ~ 255 kHz	
LLC-LC 공진주파수(f_R)	149 kHz	
LLC 공진 회로 & 변압기 (T_1, T_2) 파라 메타	LLC 공진 커패시터($C_r=C_{r1}, C_{r2}$)	6.2 nF
	LC 병렬공진 인덕터/커패시터 ($L_p=L_{p1}, L_{p2}/C_p=C_{p1}, C_{p2}$)	28.66 μ H/13.6 nF
	1차/2차 누설인덕턴스 ($L_{sl}=L_{sl1}, L_{sl2}$)	37.06 μ H/431.2 nH
	자화인덕턴스($L_{pm}=L_{pm1}/L_{pm2}$)	410.6 μ H
	등가누설인덕턴스($L_{eq}=L_{eq1}/L_{eq2}$)	141.3 μ H
턴-수비($N=N_{p1}/N_{s11\&12}, N_{p2}/N_{s21\&22}$)	18 (36/2)	

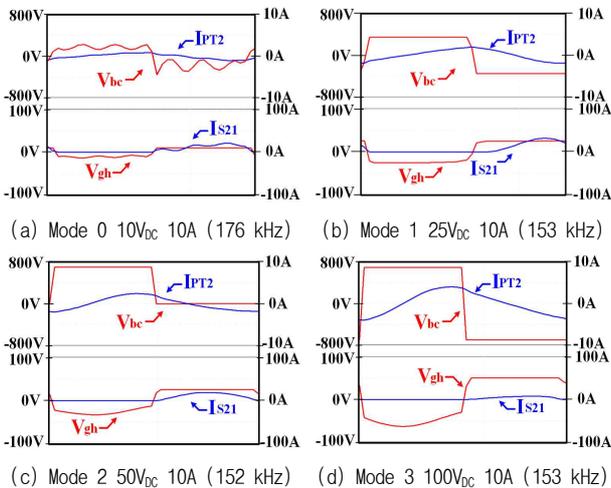


그림 5. 모드 0~3 1차 공진탱크 전압/전류(V_{bc}/I_{PT2}), 2차 공진탱크 전압/전류(V_{gh}/I_{S21}) 시뮬레이션 파형

그림 5는 본 논문에서 제안하는 3-브리지 LLC-LC 컨버터에 대해 각 동작모드에서의 1차측 변압기 전압/전류(V_{bc}/I_{PT2}), 2차측 변압기 전압/전류(V_{gh}/I_{S21})이다. 1차측 변압기 파형에서 나타나듯 변압기 전류(I_{PT2})가 단자전압(V_{bc})보다 항상 지연 동작됨으로 Mode 0부터 Mode 3까지 영전압스위칭(ZVS) 동작이 가능함을 확인하였다.

그림 6 (a)와 6 (b)는 기존 3-브리지 LLC 컨버터와 제안하는 3-브리지 LLC-LC 컨버터에서 과부하 발생 시 동작모드 전환을 나타낸 파형이다. 그림 6 (a)와 그림 6 (b)의 주요 측정파형은 회로의 출력전압(V_o)/전류(I_o), 스위칭소자의 게이트시그널($V_{GQ1}, V_{GQ3}, V_{GQ5}$), 스위칭주파수(f_s)이다.

시뮬레이션은 총 3번의 과부하 상황을 가정하였고 두 회로 모두 100 V, 50 A의 정전압, 정전류 제어 도중 A 시점에서 부하저항을 125 A의 부하로 전환시켰다. 이때 두 회로 모두 Mode 3 \rightarrow Mode 2로 모드전환을 통해 40 V, 50 A로 안정화 동작하는 모습을 보인다. 이때 기존 회로의 경우 스위칭주파수(f_s)가 330 kHz까지 상승하고 안정화까지 4.04 ms가 걸리는데

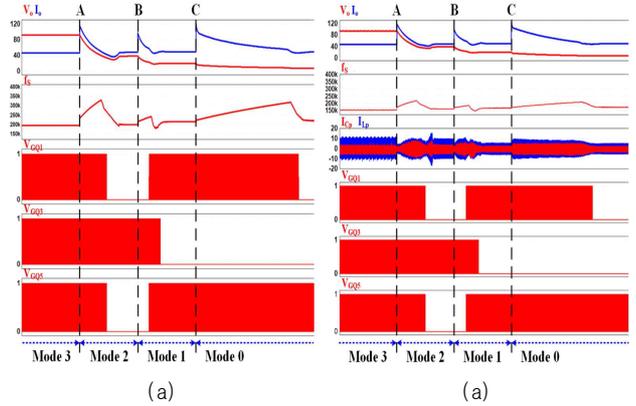


그림 6. (a) 3-브리지 LLC 컨버터의 과부하시 동작 (b) 3-브리지 LLC-LC 컨버터의 과부하시 동작

반면에 제안하는 회로의 경우 스위칭주파수(f_s)가 220 kHz까지 상승하고 안정화까지 3.65 ms가 걸려 기존 대비 약 10% 가량 안정화 시간이 줄어든 모습을 보인다. B 시점에서 두 번째 과부하를 가정하여 40 V, 50 A의 부하저항을 100 A의 부하로 전환시켰다. 이때 두 회로 모두 Mode 2 \rightarrow Mode 1로 모드전환을 통해 20 V, 50 A로 안정화 동작이 이루어지며, 기존 회로의 경우 최대 237 kHz의 스위칭주파수와 2.7 ms의 안정화 시간을 가지는 반면, 제안하는 회로의 경우 동일한 안정화 시간에서 최대 186 kHz의 스위칭주파수로 동작한다. 마지막 C 시점에서는 세 번째 과부하 상황을 가정하여 20 V, 50 A의 부하저항을 125 A의 부하로 전환시켰다. 두 회로 모두 Mode 1 \rightarrow Mode 0의 모드전환을 통해 8 V, 50 A로 안정화 동작을 하며 이때 기존 회로의 경우 최대 317 kHz의 스위칭주파수와 10.3 ms의 안정화 시간을 가지는 반면에 LLC-LC 컨버터의 경우 203 kHz의 스위칭주파수와 7.07 ms의 안정화 시간을 가져 기존 대비 약 30% 가량 안정화 시간이 줄어든 모습을 보인다.

시뮬레이션을 통해 각 모드의 안정적인 영전압스위칭(ZVS) 동작을 확인하였으며, 과부하 발생시에도 시스템 정지(Shutdown)를 하지 않고 이상동작 대응이 가능하고 짧은 스위칭주파수 제어범위로 인해 기존 회로 대비 더욱 빠른 안정화 속도를 확인하였다.

이 논문은 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구임(2022400000220, 전북 지역에너지 클러스터 인재양성)

참고 문헌

- [1] Milan M. Jovanovic, Fellow, IEEE, and Brian T. Irving, "On-the-Fly Topology - Morphing Control - Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input- and/or Output-Voltage Range", 2016 IEEE Transactions on Power Electronics, p.2596-2608, 2015.06
- [2] Sang-Jae Yoo, Min-Ji Kim, Eun-Soo Kim and Yong-Seog Jeon. (2020). 3 Bridge LLC resonant converter for achieving wide output voltage control range based on topology morphing. Journal of Power Electronics, 20(6), 1420-1432.
- [3] B. Yang, F. C. Lee and M. Concannon, "Over current protection methods for LLC resonant converter," Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03., Miami Beach, FL, USA, pp. 605-609 vol.2, 2003.
- [4] Tomokazu Mishima, Hiroto Mizutani, Mutsuo Nakaoka, "A Sensitivity-Improved PFM LLC Resonant Full-Bridge DC-DC Converter With LC Antiresonant Circuitry," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 1, pp. 310-324, Jan. 2017