

보조스위치 적용 넓은 입·출력전압 제어범위를 갖는 LLC 공진컨버터

이지철, 김민지, 오재성, 김은수[†], 국윤상*
 전주대학교, (주)팩테크*

LLC Resonant Converter with Auxiliary Switches Operating Over A Wide Output Voltage Range

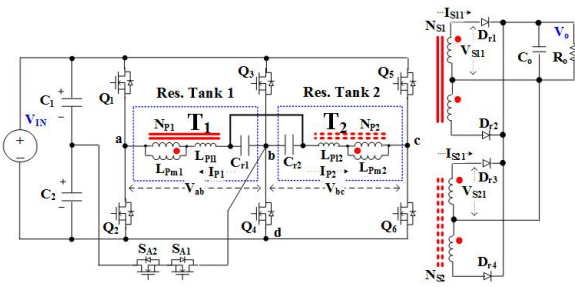
J.C Lee, M.J Kim, J.S Oh, E.S Kim[†], Y.S Cook*
 JeonJu University, PACTECH*

1. 서론

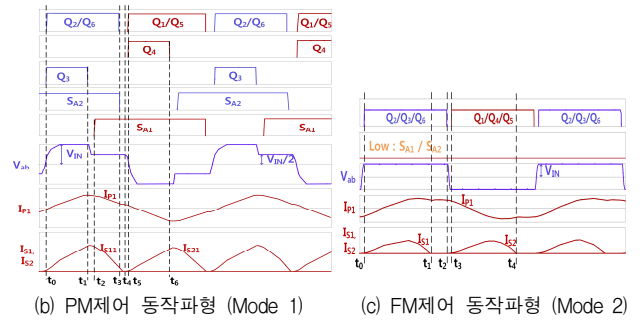
최근 지게차, 전기골프카 등 100V이하(24/36/48/72/80)의 충전 어플리케이션에서 다양한 배터리에 대응할 수 있는 충전시스템이 요구되고 있고, 이를 위한 넓은 출력전압 제어범위를 가지고 동작 가능한 LLC 공진컨버터들이 발표되고 있다.^[1~3] 본 논문에서는 2개의 공진회로부가 병렬 운전되는 보조스위치 적용 3 브리지 LLC 공진컨버터를 제안하였고, 5kW급 시제품을 제작하여 1차측 보조스위칭소자와 주스위칭소자의 펄스폭변조(PM : PWM Modulation) 동작과 가변스위칭주파수(FM : Frequency Modulation) 동작에 따라 넓은 출력전압제어범위($V_o \sim 3V_o$)를 갖는 3 브리지 LLC 공진컨버터 동작특성실험에 대해 나타냈다.

2. 넓은 입·출력전압범위에서 제어 가능한 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터

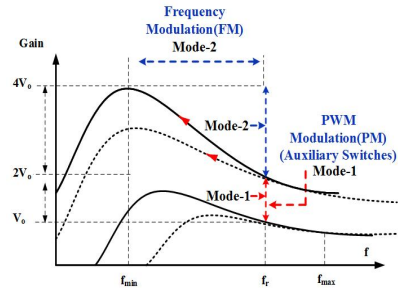
그림 1(a)의 제안된 LLC 공진컨버터 1차측은 주스위칭소자($Q_1 \sim Q_6$)가 3 브리지로 연결되어있고, 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2}) 양단의 한쪽이 공통으로 연결되며, 1차측 보조스위치(S_{A1} , S_{A2})의 한쪽은 Q_3 의 소스와 Q_4 의 드레인 사이에 연결되고 다른 한쪽은 입력커패시터 C_1 과 C_2 사이에 연결된다. 또한 공진회로부1(Res. Tank 1)과 공진회로부2(Res. Tank 2)는 1차권선(N_{P1} , N_{P2})과 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})로 구성되며, 2차측은 센터탭 형태로 연결된 변압기(T_1 , T_2) 2차권선(N_{S1} , N_{S2})과 2개의 출력정류부(D_1/D_2 , D_3/D_4)로 병렬 연결되어 있다. 2차측 출력정류부가 병렬 연결되어 있어 전류불평형을 저감하기 위해 그림 1(a)에서처럼 공진 커패시터(C_{r1} , C_{r2})가 공통으로 연결하여 공진요소[변압기 누설인덕턴스(L_{Pm1} , L_{Pm2}) 및 자화인덕턴스(L_{Pm1} , L_{Pm2}), 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})]의 허용오차($\pm 5\%$)가 있다하더라도 허용오차 내에 전류불평형 없이 전류분담 될 수 있도록 주회로를 구성하였다. 그림 1(b)와 그림 1(c)에 나타낸바와 같이 스위칭 동작모드는 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})를 적용한 PWM(Pulse Width Modulation)제어 (Mode 1)와 가변스위칭주파수(FM: Frequency Modulation)제어 (Mode 2)로 2가지의 동작모드로 제어된다.



(a) 제안된 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터 주회로



(b) PM제어 동작파형 (Mode 1) (c) FM제어 동작파형 (Mode 2)



(d) 보조스위치(S_{A1} , S_{A2})를 적용한 LLC 공진컨버터 전압이득특성
 그림 1. 3-브리지 LLC 공진컨버터 및 각 모드동작파형, 이득특성

Mode-1에서의 동작은 공진주파수(f_r) 부근의 고정된 스위칭 주파수에서 그림 1(b)에서처럼 PWM 스위칭동작 제어에 의해 출력전압제어를 하면 자화인덕턴스(L_{Pm1} , L_{Pm2})를 저감시키지 않아도 됨으로 자화전류 저감에 따른 도통손실 저감과 개선된 효율 동작 구현이 가능하다.

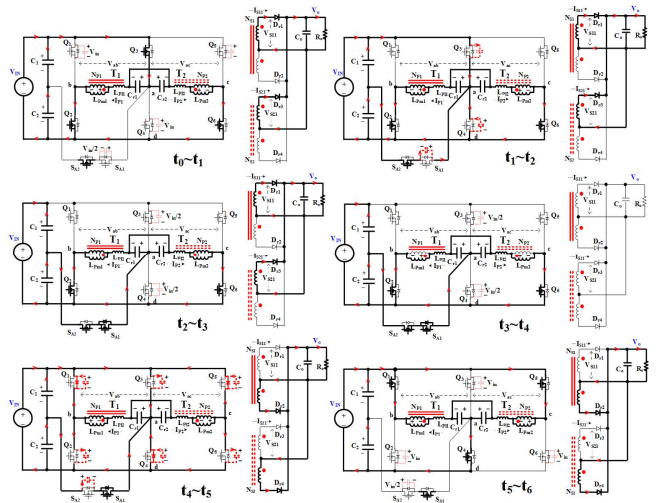


그림 2. Mode 1 펄스폭 변조(PM)

출력전압(V_o) $28V_{dc}$ 제어범위에서는 주스위칭소자 Q_3 와 Q_4 의 듀티비는 0%, 보조스위치 S_{A1} 과 S_{A2} 는 100%의 듀티비로 하프브리지 LLC 공진컨버터처럼 동작하고, 출력전압이 증가할수록 Q_3 와 Q_4 의 듀티비는 증가하고, 보조스위치 S_{A1} 과 S_{A2} 의 듀티비는 감소하기 시작한다. 출력전압을 $2V_o$ 로($56V_{dc}$) 제어 시 주스위칭소자 Q_3 와 Q_4 의 듀티비는 50%, 보조스위치 S_{A1} 과 S_{A2} 는 턴 오프 되어 풀 브리지 LLC 공진컨버터로 동작하게 된다.

Mode-2에서의 동작은 그림 1(c) 및 그림 3에 나타난 것처럼 1차측 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})가 턴 오프된 상태에서, 1차측 주 스위칭소자(Q_3/Q_4 과 $Q_1/Q_2/Q_3$)가 50% 듀티로 교번스위칭동작과 가변스위칭주파수제어(FM)에 의해 1차측은 풀 브리지 스위칭동작을 하며 공진회로 1(Res. Tank 1)과 공진회로 2(Res. Tank 2)에 각각 병렬로 입력전압(V_{in})이 인가되어 공진 전류가 흐른다.

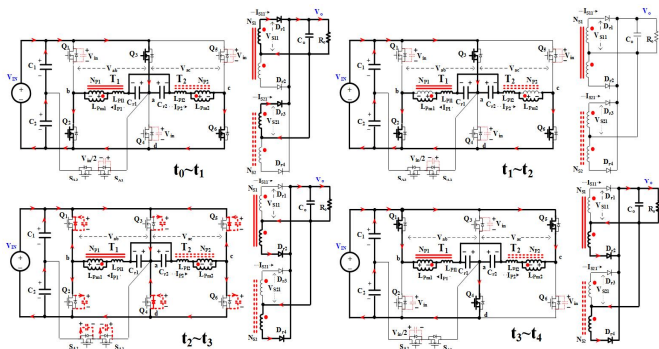


그림 3. Mode 2 주파수 제어(FM)

3. 실험결과

본 논문에서는 넓은 출력전압($V_o \sim 3V_o$) 제어범위에서 동작하는 출력용량 5kW 3 브리지 LLC 공진컨버터 시제품 설계 제작하였으며, 출력전압($V_o \sim 3V_o : 28V_{dc} \sim 86V_{dc}$) 제어범위까지 실험하였다. 실제 실험은 DC전원장치(ITECH / IT6726V, 5A, 1200V 3kW) 및 전자부하(Chroma / 63202, 50A, 500V 2.6kW)의 전류용량제한(50A)에 의해 2kW까지 적용 실험하였다.

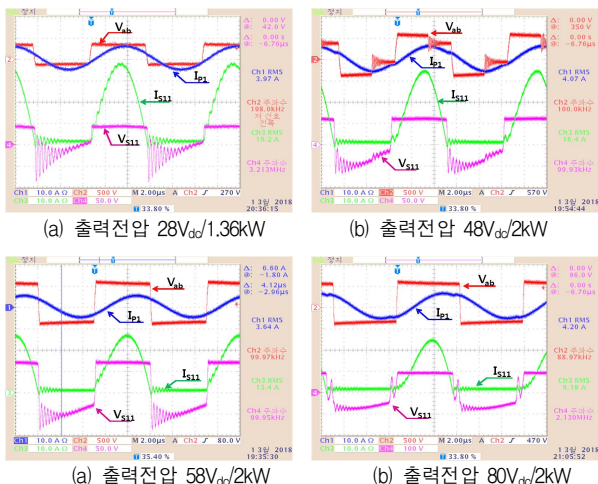


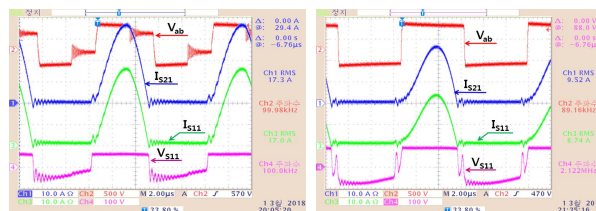
Figure 4. 각 동작모드(Mode 1, Mode 2) 실험결과파형 ($V_{in}=450V_{dc}$) [Ch1: 10A/Div, Ch2: 500V/Div, Ch3: 500V/div, Ch4: 10A/Div]

그림 4(a)에서는 동작모드1(Mode 1) 동작 중 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})소자가 100% 턴 온 또는 PWM 스위칭 동작 개시될 때의 실험파형으로 출력전압은 $28V_o/1.36kW$ 를 제어하게 된다.

그림 4(b)는 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})와 주스위칭소자(Q_3 , Q_4)

가 펄스폭변조(PM : PWM Modulation) 동작 시 출력전압 및 출력용량은 $48V_{dc}/2kW$ 를 제어할 때의 실험파형이다.

그림 4(c)는 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})소자가 50% 듀티로 감소하고, 주 스위칭소자(Q_3 , Q_4)는 50% 듀티가 되어 상호 교번동작 스위칭동작에 의해 풀브리지(Full Bridge)처럼 동작 할 때의 실험결과 파형으로 출력전압 및 출력용량은 $58V_{dc}/2kW$ 를 제어할 때의 실험파형이고, 그림 4(d)는 동작모드2(Mode 2)의 실험파형으로 FM(Frequency Modulation)제어를 통해 출력전압 및 출력용량은 $80V_{dc}/2kW$ 때의 실험파형을 나타내었다.



(a) Mode 1 PM제어 $48V_{dc}/2kW$ (b) Mode 2 FM제어 $80V_{dc}/2kW$

그림 6. (a) Mode 1 보조스위치 PM제어 동작 및 (b) Mode 2 FM제어 동작 시 전류불평형억제 실험결과 파형 [Ch1 : 10A/Div, Ch2 : 500V/Div, Ch3 : 500V/div, Ch4 : 10A/Div]

그림 6(a)에서는 동작모드1(Mode 1)의 펄스폭변조(PM : PWM Modulation) 동작 시 공진커패시터 공통연결에 따라 전류 불평형을 억제($I_{s21} : 17.3A$, $I_{s11} : 17.0A$ / 오차 : 6.07%)하는 것을 확인 하였고, 그림 6(b)에서는 동작모드2(Mode2)의 가변스위칭주파수(FM : Frequency Modulation) 동작 시 공진주파수($f_r : 98kHz$) 보다 낮은 스위칭주파수($f_s : 89kHz$)에서 전류불평형억제 ($I_{s21} : 9.52A$, $I_{s11} : 8.74A$ / 오차 : 8.19%)를 수행 하는 것을 실험을 통해 확인 하였다.

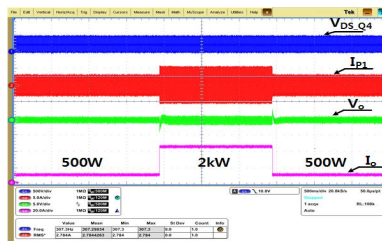


Figure 7. 출력부하(P_o) 변동에 따른 동작특성 [Ch1 : 500V/Div., Ch2 : 5A/Div., Ch3 : 5V/Div., Ch4 : 20A/Div., Time Div. : 200ms/Div.]

그림 7에서 입력전압(V_{in}) $450V_{dc}$ 조건에서 보조스위치의 PM(Pulse With Modulation)제어에 따라 출력전압(V_o) $48V_{dc}$ 제어할 때 출력부하(P_o) 변동[500W(10.5A)⇒2kW(42A)⇒500W(10.5A)]에 따른 동작특성 실험파형으로 출력부하변동에 따른 출력전압(V_o) Under shoot 및 Over shoot 최대전압은 출력 $48V_{dc}$ 정전압제어에서 5%(2.4V)이내로 동작함을 확인하였다.

「본 연구는 2017년도 산업통상자원부의 지원 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제(NO.20172020108500)입니다.」

참 고 문 헌

- [1] Xiaofeng Sun; Xiaohua Li; Yanfeng Shen; Baocheng Wang; Xiaoqiang Guo, "Dual-Bridge LLC Resonant Converter With Fixed-Frequency PWM Control for Wide Input Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, pp.69~80, 2017.
- [2] Hongliang Wang, Yang Chen, Yajie Qiu, Peng Fang, Yan Zhang, Laili wang and Yan-Fei Liu, Fellow "A common Capacitor Multi-phase LLC converter with passive Current Sharing Ability", 2017 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 370 - 387, 2017
- [3] Hongfei Wu; Xiaohai Zhan; Yan Xing, "Interleaved LLC Resonant Converter With Hybrid Rectifier and Variable-Frequency Plus Phase-Shift Control for Wide Output Voltage Range Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 6, pp 4246-4257, 2017