

넓은 입·출력전압 범위에서 제어 가능한 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터

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

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

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

1. 서론

최근 마이크로그리드, 에너지저장시스템(ESS), 전기자동차(EV Charger) 및 지게차 충전시스템 등 응용분야에서 넓은 입력전압제어범위 또는 넓은 출력전압제어범위를 갖는 전력변환장치가 요구되고 있다.^[1,2] 특히 E mobility 지게차 충전시스템의 경우 다양한 차종의 배터리에 대응 할 수 있는 직류 직류컨버터가 개발되고 있으며, 하프브리지/풀 브리지 동작모드 변환 및 스위칭주파수 가변제어를 통해 이득제어 할 수 있는 LLC 공진컨버터가 검토되고 있다.^[3,4]

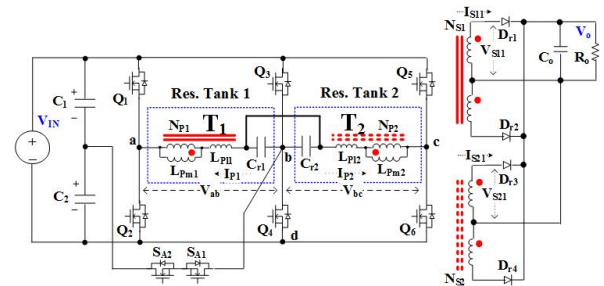
본 논문에서는 고집적화 및 고효율을 위해 LLC 공진컨버터 2대가 병렬 운전되는 넓은 입·출력전압 범위에서 제어 가능한 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터를 제안 검토하였다.^[5]

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

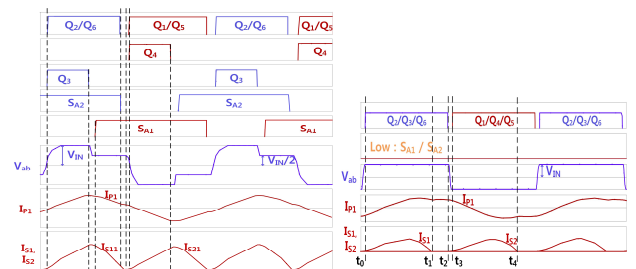
그림 1(a)의 제안된 LLC 공진컨버터 1차측은 주스위칭소자($Q_1 \sim Q_6$)가 6 스위치 브리지형태로 연결되어있고, 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2}) 양단의 한쪽이 공통으로 연결되며, 1차측 보조스위치(S_{A1} , S_{A2})의 한쪽은 Q_3 의 소스와 Q_4 의 드레인 사이에 연결되고 다른 한쪽은 입력커패시터 C_1 과 C_2 사이에 연결된다. 또한 공진회로부1(Res. Tank 1)과 공진회로부2(Res. Tank 2)는 1차 권선(N_{P1} , N_{P2})과 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})로 구성되며, 2차측은 센터탭 형태로 연결된 변압기(T_1 , T_2) 2차권선(N_{S1} , N_{S2})과 2개의 출력정류부(D_{r1}/D_{r2} , D_{r3}/D_{r4})로 병렬 연결되어 있다. 2차측 출력정류부가 병렬 연결되어 있어 전류불평형을 저감하기 위해 그림 1(a)에서처럼 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})가 공통으로 연결하여 공진요소[변압기 누설인덕턴스(L_{P1} , L_{P2}) 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)에서와 같이 스위칭 동작모드는 보조스위치소자(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.

Mode-1에서의 동작은 출력전압제어범위($V_o \sim 2V_o$: $18V_{dc} \sim 32V_{dc}$)가 낮아 1차측으로 유도된 자화전류가 크지 않으므로 가변스위칭주파수제어(FM)를 통해 넓은 전압제어를 위한 이득제어가 어렵다. 2배의 넓은 출력전압제어범위를 얻기 위해서는 변압기(T_1 , T_2) 자화인덕턴스(L_{Pm1} , L_{Pm2})를 저감시켜 전압이득을 개선해야 하지만 출력전압제어범위($2V_o \sim 4V_o$: $36V_{dc} \sim 72V_{dc}$)가 높아지면 자화전류 증가로 인해 도통손실이 증가하는 단점

이 있다. 따라서 낮은 출력전압제어범위($V_o \sim 2V_o$: $18V_{dc} \sim 32V_{dc}$)에서는 가변스위칭주파수제어(FM)가 아닌 공진주파수(f_r) 부근의 고정된 스위칭주파수에서 그림 1(b)에서처럼 PWM 스위칭 동작 제어에 의해 출력전압제어를 하면 자화인덕턴스(L_{Pm1} , L_{Pm2})를 저감시키지 않아도 됨으로 자화전류 저감에 따른 도통손실 저감과 안정된 동작 구현이 가능하다. 따라서 공진주파수(f_r)에서의 기본이득으로 1차측 주스위칭소자(Q_3 과 Q_4)의 펄스폭제어(PWM) 및 1차측 보조스위치소자(S_{A1} , S_{A2})의 펄스폭제어(PWM) 제어를 통해 그림 1(c)와 같이 출력전압($V_o \sim 2V_o$: $18V_{dc} \sim 32V_{dc}$)을 제어할 수 있다.

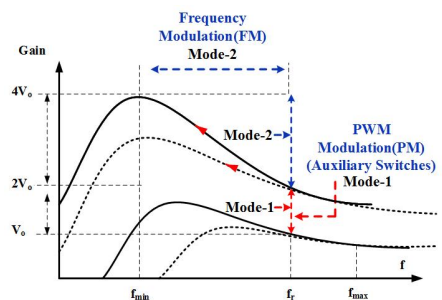


(a) 1차측 보조스위치를 갖는 6스위치 LLC 공진컨버터



(b) Mode-1 PM 동작파형

(c) Mode-2 FM 동작파형



(d) 보조스위치(S_{A1} , S_{A2})를 적용한 LLC 공진컨버터 전압이득특성
그림 1. 제안된 LLC 공진컨버터 (a) 및 각 모드(Mode-1, Mode-2)에서 동작파형 (b)(c), 제안된 LLC 공진컨버터 전압이득특성 (d)

출력전압(V_o) $18V_{dc}$ 제어범위에서는 주스위칭소자 Q_3 와 Q_4 의 듀티비는 0%, 보조스위치 S_{A1} 과 S_{A2} 는 100%의 듀티비로 하프 브리지 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 제어 시 주스위칭소자 Q_3 와 Q_4 의 듀티비는 50%, 보조스위치 S_{A1} 과 S_{A2} 의 듀티비는 50% 또는 턴 오프 되어 풀 브리지 LLC 공진컨버터로 동작하게 된다.

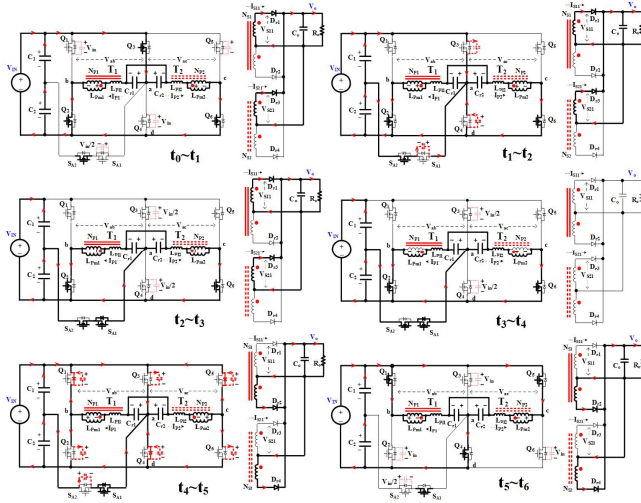


그림 2. 보조스위칭소자 적용 동작모드 (Mode-1)

변압기(T_1 , T_2) 2차측 출력단은 2차측 턴 비 및 이득에 의한 전압이 인가되어 각 센터탭 2차측 정류다이오드(D_{r1}/D_{r2} , D_{r3}/D_{r4})를 통해 정류되어 병렬로 부하공진전류가 흐르며, 1차측 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})가 그림 1(a)에서처럼 공통으로 연결되어 있어 전류불평형을 저감하며 부하전류를 분담을 한다.

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 $Q_1/Q_2/Q_5$)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 공진전류가 흐르고, 2차측 출력정류부는 각 변압기(T_1 , T_2) 권선의 극성에 따라 2차측 턴 비 및 이득에 의한 전압이 인가되어 각 센터탭 2차측정류다이오드(D_{r1}/D_{r2} , D_{r3}/D_{r4})를 통해 정류되어 병렬로 부하공진전류가 흐른다.

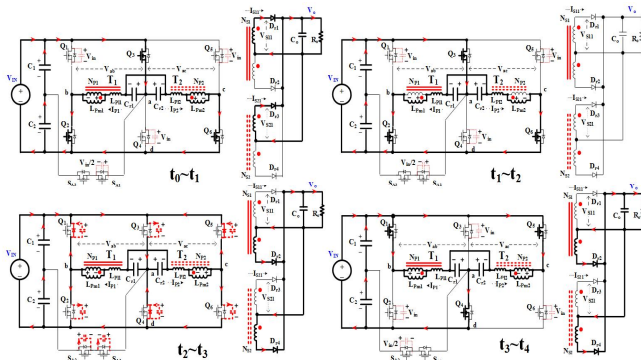


그림 3. 보조스위칭소자 적용 동작모드 (Mode-2)

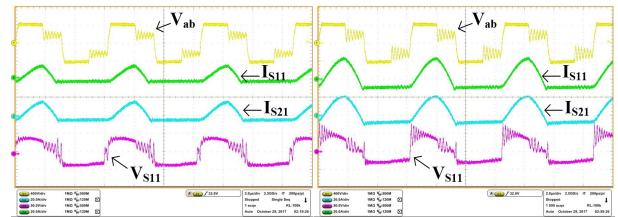
Mode 2 동작모드에서도 1차측 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})가 그림 1(a)에서처럼 공통으로 연결되어 있어 전류불평형을 저감하며 부하전류를 분담하며 동작된다. 이때, Mode 1 보다는 출력

전압제어범위($2V_o \sim 4V_o$; $36V_{dc} \sim 72V_{dc}$)가 높기 때문에 그림 1(c)과 같이 높은 전압이득을 얻을 수 있어 가변주파수제어(FM)를 통해 넓은 출력전압을 제어할 수 있다.

Mode 1 및 Mode 2 동작에 있어서 1차측 주 스위칭소자($Q_1 \sim Q_6$) 및 1차측 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})는 영전압스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching) 및 2차측정류다이오드는 영전류스위칭(ZCS : Zero Current Switching)이 가능하여 모든 부하범위 및 출력전압제어범위($V_o \sim 4V_o$; $18V_{dc} \sim 72V_{dc}$)에서 스위칭 손실을 저감 할 수 있어 고효율동작이 가능하다.

3. 실험결과

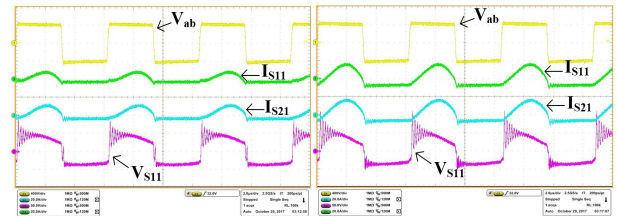
입력전압(V_{in}) $400V_{dc}$ 를 인가받아 PWM제어(Mode 1)를 통해 출력전압 $18V_o \sim 34V_o$ 를 실험 구현하였다. 각 공진회로부에 적용된 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2} : $6.6nF$)는 동일한 값을 사용하였고, 스위칭주파수(f_s)는 공진주파수(f_r) $161kHz$ 에서 동작을 하며, 변압기(T_1, T_2) 자화인덕턴스(L_{mp1} : $323.4\mu H$, L_{mp2} : $338.2\mu H$)를 허용오차 5% 차이를 두었을 때 주스위칭소자와 보조스위칭소자 PWM제어(Mode 1) 시 전류불평형 없이 안정된 부하전류분담 동작을 확인할 수 있었다. 추후 Mode 2의 가변스위칭주파수제어(FM) 동작 및 $5kW$ 까지 용량을 증대하여 넓은 부하범위에서 동작특성을 검토 할 예정이다.



(a) 실험파형(출력용량:500W) (b) 실험파형(출력용량:1kW)

[Ch1 : $400V/Div$, Ch2 : $20A/Div$, Ch3 : $50V/div$, Ch4 : $20A/Div$]

그림 4. Mode-1 동작시 실험[입력전압(V_{in} : $400V_{in}$), 출력전압(V_o : $26V_o$)]



(c) 실험파형(출력용량:500W) (d) 실험파형(출력용량:1kW)

[Ch1 : $400V/Div$, Ch2 : $20A/Div$, Ch3 : $50V/div$, Ch4 : $20A/Div$]

그림 5. Mode-1 동작시 실험[입력전압(V_{in} : $400V_{in}$), 출력전압(V_o : $34V_o$)]

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

참 고 문 헌

- [1] Hongliang Wang, Member, IEEE, Yang Chen, Yan-Fei Liu, Jahangir Afsharian and Zhihua (Alex) Yang, "A common inductor multi-phase LLC resonant converter", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 548 - 555, 2015
- [2] 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, No. 1, pp. 69-80, 2017
- [3] 주종성, 허예창, 마리우스, 김은수, 국윤상 "넓은 입력 또는 출력전압 제어 LLC 공진컨버터", 2016년도 전력전자학술대회논문집, pp153-154, 2016.11
- [4] 김은수, "넓은 입력 전압 범위 또는 넓은 출력 전압 범위에서 동작하는 LLC 공진 컨버터", 2016년 11월 특허출원 (10-2016-0149290)
- [5] 김은수, "전류분담에 의한 병렬운전동작 및 넓은 입·출력전압범위에서 제어 가능한 LLC공진컨버터", 특허출원예정. 2017년 11/12월