

양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터

김상규, 박경수, 공성운, 김은수[†]
 전주대학교

Bidirectional Secondary-LLC Half-Bridge DC-DC Converter

Sang-Kyu Kim, Kyung-Su Park, Sung-Woon Gong, Eun-Soo Kim[†]
 Jeonju University

1. 서론

최근 배터리 또는 수소연료전지, 에너지저장시스템(ESS), 전 기자동차(EV) OBC(On Board Charger) 등의 DC-DC 컨버터에 Primary-LLC(P-LLC) 하프-브리지 컨버터를 적용하고 있다. 하지만 공진주파수(f_r) 이상에서는 이득변화가 없고 출력정류다이오드 및 변압기 2차측 권선에 존재하는 기생커패시턴스(C_p)로 인해 오히려 높은 스위칭주파수(f_s)에서 이득이 상승해 넓은 출력전압제어에 한계성을 갖고 있다. 이러한 단점을 보완하고 용량 증대를 위해 그림 1과 같이 1차측은 병렬로 두 개의 P-LLC 하프-브리지 컨버터를 연결하고, 2차측은 인터리브 위상제어(Phase-shift Modulation, PM)에 따라 하이브리드 정류기로 동작되어 출력을 제어할 수 있는 하이브리드 정류방식 인터리브 하프-브리지 P-LLC 공진컨버터가 발표되었다.^[1] 순방향 동작 시 고정된 일정 스위칭주파수에서 인터리브 위상제어(PM)를 통해 넓은 출력전압이득을 가질 수 있지만, 역방향 동작 시 SRC(Series Resonant Circuit) 이득특성을 가져 가변스위칭주파수제어(Frequency Modulation, FM)를 통해 이득제어가 불가능하기 때문에 2차측 스위칭정류부 후단에 별도의 비절연형 양방향 승·강압 컨버터가 필요하다. 그리고 1차측 각 공진회로에 공진전류 불평형이 발생하여 공진전류가 많이 흐르는 P-LLC 하프-브리지 컨버터의 단자전압보다 공진전류가 앞서 하드스위칭에 의해 효율이 저감된다.

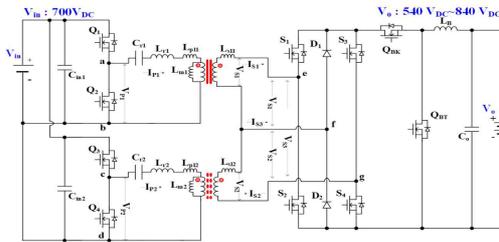
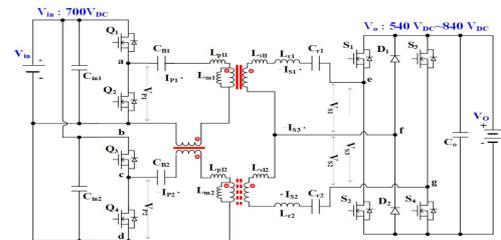
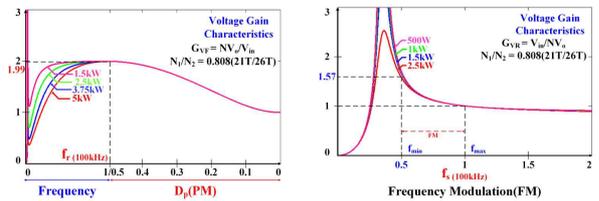


그림 1 하프-브리지 P-LLC 공진컨버터적용 양방향 DC-DC 컨버터

본 논문에서는 그림 2(a)와 같이 1차측은 블로킹커패시터(C_{B1} , C_{B2})를 갖는 인터리브 하프-브리지 주회로이고, 2차측에 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})와 누설인덕턴스와의 공진회로를 적용하여 역방향 동작 시 LLC 이득특성을 가져 가변스위칭주파수제어(FM)을 통해 넓은 출력전압범위를 갖고 1차 측에 커플인덕터를 적용하여 1차측 공진전류 불평형을 저감한^[2] 양방향 인터리브 Secondary-LLC (S-LLC) 하프-브리지 컨버터를 제안하고, 적용 가능함을 PSIM 시뮬레이션을 통해 검증하였다.



(a) 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터



(b) 순방향 동작 이득특성

(c) 역방향 동작 이득특성

그림 2 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터

2. 양방향 S-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터

그림 2(a)에 나타난 바와 같이 변압기 1, 2차측 누설인덕턴스(L_{p1}/L_{p2} , L_{s1}/L_{s2})와 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})로 구성된 공진회로를 적용하여 순방향 동작시 고정된 일정스위칭주파수에서 SRC 공진을 이용하여 인터리브 위상제어(PM, D_p)를 통해 순방향 전력전달하고, 역방향 동작시 LLC 공진이득특성에 따른 가변스위칭주파수제어(FM)를 통해 역방향 전력전달 함으로 양방향 모두 공진이득특성을 갖는다. 순방향 동작시 위상제어(0°)에 의해 변압기(T_1 , T_2) 1차측 권선전압이 모두 같은극성의 전압인 경우 커플인덕터(L_{cp1} , L_{cp2})는 감극성을 가지게 되어 자기인덕턴스(Self Inductance)와 상호인덕턴스(Mutual Inductance)의 차만큼의 인덕턴스를 가지고 동작된다. 하지만 위상제어(180°)에 의해 변압기 1차측 권선전압이 서로 반대극성을 갖고 동작되는 경우 커플인덕터(L_{cp1} , L_{cp2})는 가극성을 가지게 되어 자기인덕턴스와 상호인덕턴스의 합만큼의 증가된 인덕턴스를 가지고 동작되고, 순방향 동작시 위상제어(PM, D_p)를 통해 출력전압(V_o) 이득을 보다 낮출 수 있다. 블로킹 커패시터(C_{B1} , C_{B2})가 1차측 변압기단자(a-b, c-d) 중 하나와 변압기(T_1 , T_2) 1차측 권선단자 사이에 삽입되어 1차측 DC 바이어스 전류를 막아준다. 하프-브리지 특성상 블로킹 커패시터(C_{B1} , C_{B2})에 1/2 입력전압(V_{in})이 걸려 스위칭패턴에 따라 $\pm 1/2$ 입력전압(V_{in}) 구형파가 변압기(T_1 , T_2) 1차측 권선양단에 인가된다.

양방향 S-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터 동작모드는 영

전압스위칭(ZVS) 동작이 일어나는 데드타임 구간 동작모드를 제외하고 기본적인 동작모드로 간단히 나타냈다.

2.1 순방향 동작모드

Mode 1($t_0 \sim t_1$) : 1차측 스위칭소자 Q_1 과 Q_3 가 턴-온 되어 1/2 입력전압($1/2 V_{in}$)이 변압기(T_1, T_2) 1차측 권선에 각각 인가되고, 변압기(T_1, T_2) 2차측에 위상제어에 따른 인터리브 합 전압이 S-LLC 공진회로부에 인가되어 2차측 브리지스위칭소자(S_1, S_4)의 역병렬다이오드를 통해 2차측 공진전류(I_{S1}, I_{S2})가 정류되어 출력부하에 전력전달 된다.

Mode 2($t_2 \sim t_4$) : t_1 시점에서 Q_1 이 턴-오프, t_2 시점에서 Q_2 가 영전압에서 턴-온 되어, 변압기(T_1) 1차측 권선에는 부의 1/2 입력전압($-1/2 V_{in}$)이 인가된다. 변압기(T_1, T_2) 2차측 단자(e-f, f-g)의 전압이 출력전압(V_o)보다 작기 때문에 역바이어스에 의해 2차측 공진전류(I_{S1}, I_{S2})가 0으로 저감되고, 변압기(T_1, T_2) 2차측 단자(e-f, f-g) 전압이 서로 반대이기 때문에 하이브리드 정류기가 병렬로 동작해 2차측 정류다이오드(D_1)로 전류(I_{S3})가 흐르게 된다. 1차측 공진전류(I_{P1}, I_{P2})는 변압기(T_1, T_2) 1차측 자화인덕턴스(L_{m1}, L_{m2})를 통해 흐른다.

Mode 3($t_5 \sim t_6$) : 1차측 스위칭소자 Q_2 와 Q_4 가 턴-온 되어 있어 변압기(T_1, T_2) 1차측 권선에는 부의 1/2 입력전압($-1/2 V_{in}$)이 인가되며 변압기(T_1, T_2) 1차측 공진전류(I_{P1}, I_{P2})가 흐르고, 변압기(T_1, T_2) 2차측 권선들의 부의 합 전압이 인가되어 2차측 브리지스위칭소자(S_2, S_3)의 역병렬다이오드를 통해 2차측 공진전류가 정류된다.

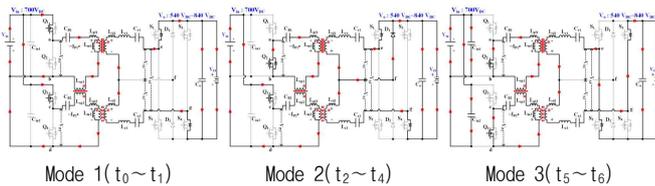


그림 3 순방향 동작모드

2.2 역방향 동작모드

Mode 1($t_0 \sim t_2$) : 2차측 스위칭소자 S_1, S_4 가 턴-온 되어 있어 출력전압(V_o)이 변압기 2차측 단자(e-g)에 인가되고 블로킹 커패시터(C_{B1}, C_{B2}) 전압과 변압기 1차측 전압의 합 전압이 1차측 브리지스위칭소자(Q_1, Q_3)의 역병렬다이오드를 통해 입력전원에 전력전달 된다.

Mode 2($t_3 \sim t_5$) : 2차측 스위칭소자 S_2 와 S_3 가 턴-온 되어 있어 변압기 2차측 단자(e-g)에 부의 출력전압($-V_o$)이 인가되어 1차측 브리지스위칭소자(Q_2, Q_4)의 역병렬다이오드를 통해 1차측 변압기 단자(a-b, c-d)를 순환한다. 그리고 입력전원에 전력전달 한다.

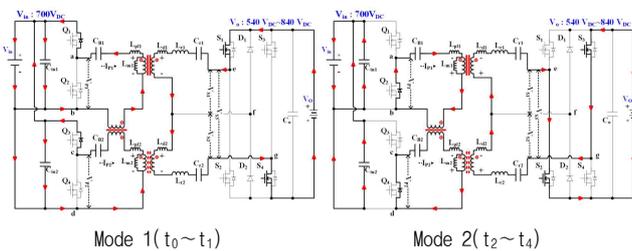


그림 4 역방향 동작모드

3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 제안된 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터를 PSIM 시뮬레이션을 사용하여 타당성을 검증하였다. 따라서 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터 활용 시 개별공진회로를 갖는 하이브리드 정류방식 인터리브 하프-브리지 P-LLC DC-DC 컨버터와 달리 1차측 단자전류(I_{P1}, I_{P2})의 불평형을 저감할 수 있으며 또한 별도의 승압 컨버터 없이 양방향 동작이 가능하다.

표 1. 순방향 및 역방향 인출력사양 및 변압기(T_1, T_2) 파라미터

주요 정격	입력전압(V_{in})	
	순방향 출력전압(V_o)/출력(P_{max})	700 V _{DC}
역방향 출력전압(V_o)/출력(P_{max})		540 ~ 840 V _{DC} /2.5 kW
	공진주파수(f_r)	100 kHz
	순방향 스위칭주파수(f_s)	110 kHz
	역방향 스위칭 주파수(f_s)	50 kHz ~ 100 kHz
파라미터	$L_{r1}, L_{r2}/C_{r1}, C_{r2}/C_{B1}, C_{B2}$	28.31 uH/82 nF/50 uF
	커플드 인덕터 자기/상호 인덕턴스	18.36 uH/18.34 uH
변압기 파라미터 [T_1, T_2]	1/2차측 자기인덕턴스 (L_{11}/L_{22})	148.16 uH/228.18 uH
	1/2차측 누설인덕턴스 ($L_{11}/N_{L1}^2, L_{22}/N_{L2}^2$)	0.4937 uH/1.191 uH
	자화인덕턴스 (L_m/L_{m2})	147.7 uH
	턴-수비 (N_1/N_2)	0.808(21T/26T)

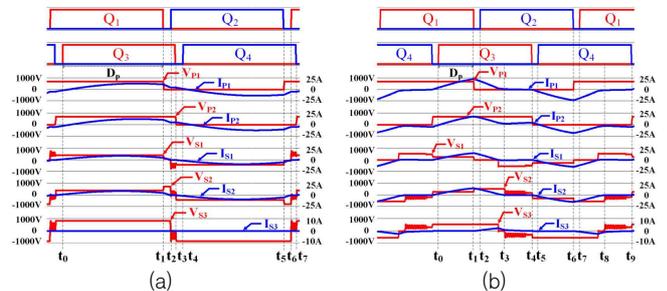


그림 5 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터 시뮬레이션 동작파형[순방향 동작시 위상제어(PM, D_p)]

(a) V_{in} :700V_{DC}, f_s :110kHz, $I_{P1,rms}$: 9.63A, $I_{P2,rms}$:8.94A, V_o :840V_{DC}, I_o :5.9A
 (b) V_{in} :700V_{DC}, f_s :110kHz, $I_{P1,rms}$:11.94A, $I_{P2,rms}$:9.33A, V_o :540V_{DC}, I_o :5.9A

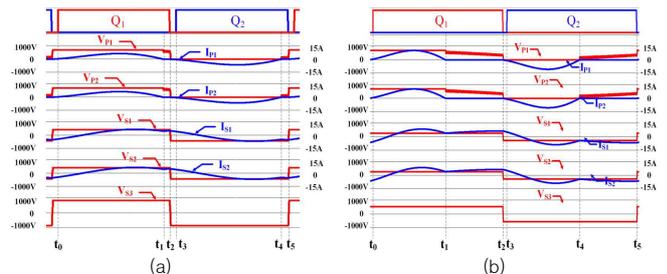


그림 6 양방향 Secondary-LLC 하프-브리지 DC-DC 컨버터 시뮬레이션 동작파형[역방향 동작시 주파수제어(FM)]

(a) V_o :840V_{DC}, I_o :4.77A, f_s :91.5kHz, $I_{P1,rms}$:4.19A, $I_{P2,rms}$:4.19A, V_{in} :700V_{DC}
 (b) V_o :540V_{DC}, I_o :5.94A, f_s :51.4kHz, $I_{P1,rms}$:5.36A, $I_{P2,rms}$:5.36A, V_{in} :700V_{DC}

이 논문은 2023년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구임 (2022400000220, 전북 지역에너지 클러스터 인재양성)

참고 문헌

- [1] H. Wu, X. Zhan and Y. Xing, "Interleaved LLC Resonant Converter With Hybrid Rectifier and Variable-Frequency Plus Phase-Shift Control for Wide Output Voltage Range Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 6, pp. 4246-4257, June 2017.
- [2] C. Liu et al., "Magnetic-Coupling Current-Balancing Cells Based Input-Parallel Output-Parallel LLC Resonant Converter Modules for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 6968-6979, Oct. 2016