

넓은 입·출력전압 범위에서 제어 가능한 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터

이지철¹, 김민지¹, 오재성¹, 김은수[†], 국윤상²

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

Ji-Cheol Lee¹, Min-Ji Kim¹, Jae-Sung Oh¹, Eun-Soo Kim[†], and Yoon-Sang Kook²

Abstract

This paper proposes a three-bridge LLC resonant converter with auxiliary switches for a wide output voltage control range. This converter can be controlled in two ways to achieve a wide controllable output voltage control range of V_o to $3V_o$. The first control mechanism is achieved through the pulse width modulation (PWM) of the auxiliary switches and primary switching devices, while the second control mechanism is achieved through the frequency modulation (FM) of the primary switching devices that are configured to operate in the full-bridge switching mode when the auxiliary switches are turned off. The feasibility of using the proposed converter is verified by the results of an experiment with a 2kW prototype.

Key Words : Isolated DC-DC converter, LLC resonant converter, Wide output voltage range, Battery charger

1. 서 론

최근 지게차 충전기, 마이크로그리드, 전기자동차, 에너지저장시스템 등 응용분야에서 넓은 출력전압제어범위를 갖는 DC-DC 컨버터 전력변환장치가 요구되고 있고, 특히 지게차/전기골프카/청소차 등 LV용 100V이하 (24/36/48/72/80)의 충전 어플리케이션에서 다양한 배터리에 대응할 수 있는 충전시스템이 요구되고 있다. 이를 위해 넓은 출력전압제어범위에서 동작 가능한 DC-DC 컨버터들이 발표되고 있고^[1], 고집적화와 고효율을 위해 고주파스위칭 동작 및 모든 출력전압과 부하 조건에서 영전압스위칭(ZVS: Zero Voltage Switching)이 가능한 LLC 공진컨버터가 적용 검토되고 있다^{[2],[3]}. LLC 공진컨버터의 경우 모든 출력제어전압(V_o)과 부하 조건에서 영전압스위칭(ZVS)이 가능하나 2배 이상의 넓

은 출력전압(V_o)을 제어하기 위해서는 적용 변압기 자화인덕턴스(Magnetizing Inductance)를 작은 값으로 설계하여 전압이득특성을 높여 주어야하는데 이와 같이 자화인덕턴스를 작게 설계할 경우 자화전류 증가로 인해 도통손실이 증가하여 효율개선에 한계성을 준다. 이를 해결하기 위해 양방향보조스위칭소자를 적용한 넓은 입출력전압 대응 LLC 공진컨버터^[4], 스위칭동작 패턴에 따라 풀-브리지/하프-브리지로 변형이 가능한 LLC 공진컨버터^{[5]-[7]}, 하이브리드정류기를 갖는 인터리브드(Interleaved) LLC 공진컨버터^[8] 등이 최근 발표되고 있다.

이러한 경향에 맞추어 본 논문에서는 용량증대 및 고집적, 고효율을 위해 2개의 공진회로부가 병렬 운전되는 보조스위치 적용 3-브리지 LLC 공진컨버터를 제안하였고, 5kW급 시제품을 제작하여 전류분담에 의한 병렬운전 동작 및 1차측 보조스위칭소자와 주스위칭소자의 펄스폭변조(PM : Pulse-width Modulation) 동작과 가변스위칭주파수(FM : Frequency Modulation) 동작에 따라 넓은 출력전압 제어범위($V_o \sim 3V_o$)를 갖는 3-브리지 LLC 공진컨버터 동작특성실험 및 효율특성에 대해 나타냈다.

2. 본 론

2.1 넓은 입·출력전압범위에서 제어 가능한 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터

Paper number: TKPE-2018-23-4-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: eskim@jj.ac.kr, Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

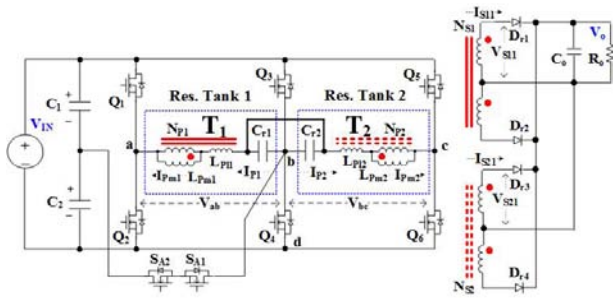
Tel: +82-63-220-2906 Fax: +82-63-220-2056

¹ Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

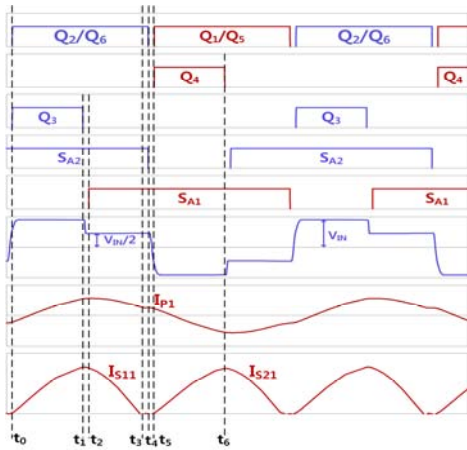
² PACTECH CO.,LTD

Manuscript received Mar. 8, 2018; revised Mar. 24, 2018; accepted May 8, 2018

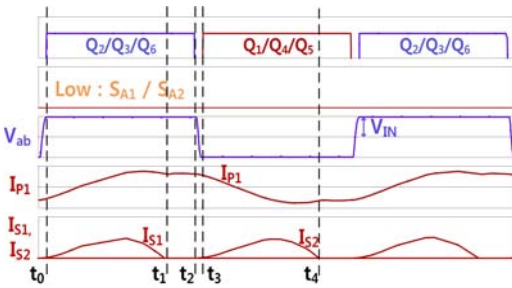
— 본 논문은 2017년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임



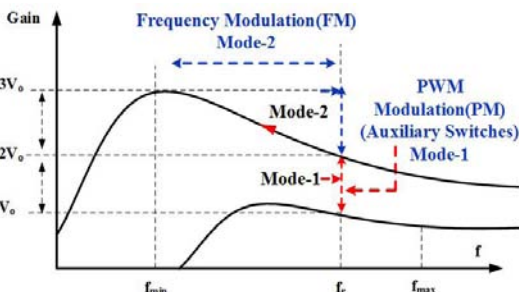
(a) 3-bridge LLC resonant converter with auxiliary switches



(b) Operating waveforms of Mode-1(PM Control)



(c) Operating waveforms of Mode-2(FM Control)



(d) 3-bridge LLC resonant converter's gain characteristics

Fig. 1. (a) Proposed LLC resonant converter and (b), (c) operating waveforms of Mode-1/Mode-2, (d) its gain characteristics.

그림 1(a)의 제안된 LLC 공진컨버터 1차측은 주스위치소자($Q_1 \sim Q_6$)가 6-스위치, 3-브리지 구조로 연결되어 있고, 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2}) 양단의 한쪽이 공통으로 연

결되며, 1차측 보조스위치소자(S_{A1}, S_{A2})의 한쪽은 Q_3 의 소스(Source)와 Q_4 의 드레인(Drain) 사이에 연결되고 다른 한쪽은 입력커패시터 C_1 과 C_2 사이에 연결된다. 또한 공진회로부1(Res. Tank 1)과 공진회로부2(Res. Tank 2)는 변압기(T_1, T_2) 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($D_{r1}/D_{r2}, D_{r3}/D_{r4}$)로 병렬 연결되어 있다. 1차측 공진회로부(Res. Tank 1, Res. Tank 2) 및 2차측 출력정류부가 각각 병렬연결 동작되므로 전류불평형을 저감하기 위해서 그림 1(a)에 나타낸 것처럼 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})를 공통으로 연결하여 공진요소[변압기 누설인덕턴스(L_{P1}, L_{P2}) 및 자화인덕턴스(L_{Pm1}, L_{Pm2}), 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})]의 허용오차가 있다하더라도 허용오차 내에 전류불평형 없이 전류분담 동작 될 수 있도록 주회로를 구성하였다.

효율개선을 위해 큰 값의 변압기자화인덕턴스(L_{Pm1}, L_{Pm2})를 적용한 제안된 보조스위치적용 3-브리지 LLC 공진컨버터의 스위칭 동작모드는 그림 1(b)와 그림 1(c), 그림 1(d)에서와 같이 낮은 출력전압($V_o \sim 2V_o$) 제어범위에서는 1차측으로 유도(Reflected)된 전압 및 변압기(T_1, T_2) 자화전류가 작아 동작모드1(Mode-1) 이득특성으로는 중부하조건에서 가변스위칭주파수(FM) 제어에 의해 원하는 이득특성을 얻기 힘들다.

따라서 본 논문에서는 출력 저전압($V_o \sim 2V_o$) 제어범위에서는 공진주파수(f_r) 부근 일정 스위칭주파수에서 보조스위치소자(S_{A1}, S_{A2})의 펄스폭변조(PM: Pulse-width Modulation)제어에 의해 동작하는 동작모드1(Mode-1)과 출력전압($2V_o \sim 3V_o$)이 증가하여 1차측으로 유도된 전압 및 자화전류 증가에 따라 이득특성이 개선됨으로 이때는 가변스위칭주파수(FM: Frequency Modulation)제어를 통해 넓은 출력전압제어($2V_o \sim 3V_o$) 할 수 있는 동작모드2(Mode-2)로 나누어 제어되도록 구성하였다.

2.2 제안된 3-브리지 LLC 공진컨버터 동작모드

2.2.1 동작모드1(Mode-1)

동작모드1에서는 출력전압제어범위($V_o \sim 2V_o$; $28V_{dc} \sim 58V_{dc}$)가 낮아 1차측으로 유도된 전압이 작고, 자화전류가 크지 않으므로 가변스위칭주파수제어(FM)를 통해 모든 부하범위에서 넓은 출력전압제어하기 위한 이득특성을 얻기가 어렵다. 2배의 넓은 출력전압제어범위를 얻기 위해서는 변압기(T_1, T_2) 자화인덕턴스(L_{Pm1}, L_{Pm2})를 저감시켜 이득특성을 개선해야 하지만 출력전압제어범위($2V_o \sim 3V_o$; $58V_{dc} \sim 86V_{dc}$)가 높아지면 자화전류 증가로 인해 도통손실이 증가하는 단점이 있다. 따라서 낮은 출력전압제어범위($V_o \sim 2V_o$; $28V_{dc} \sim 58V_{dc}$)에서는 가변스위칭주파수제어(FM)가 아닌 공진주파수(f_r) 부근의 고정된 스위칭주파수에서 그림 1(b)에서처럼 펄스폭변조(PM: Pulse-width Modulation) 스위칭동작 제어에 의해

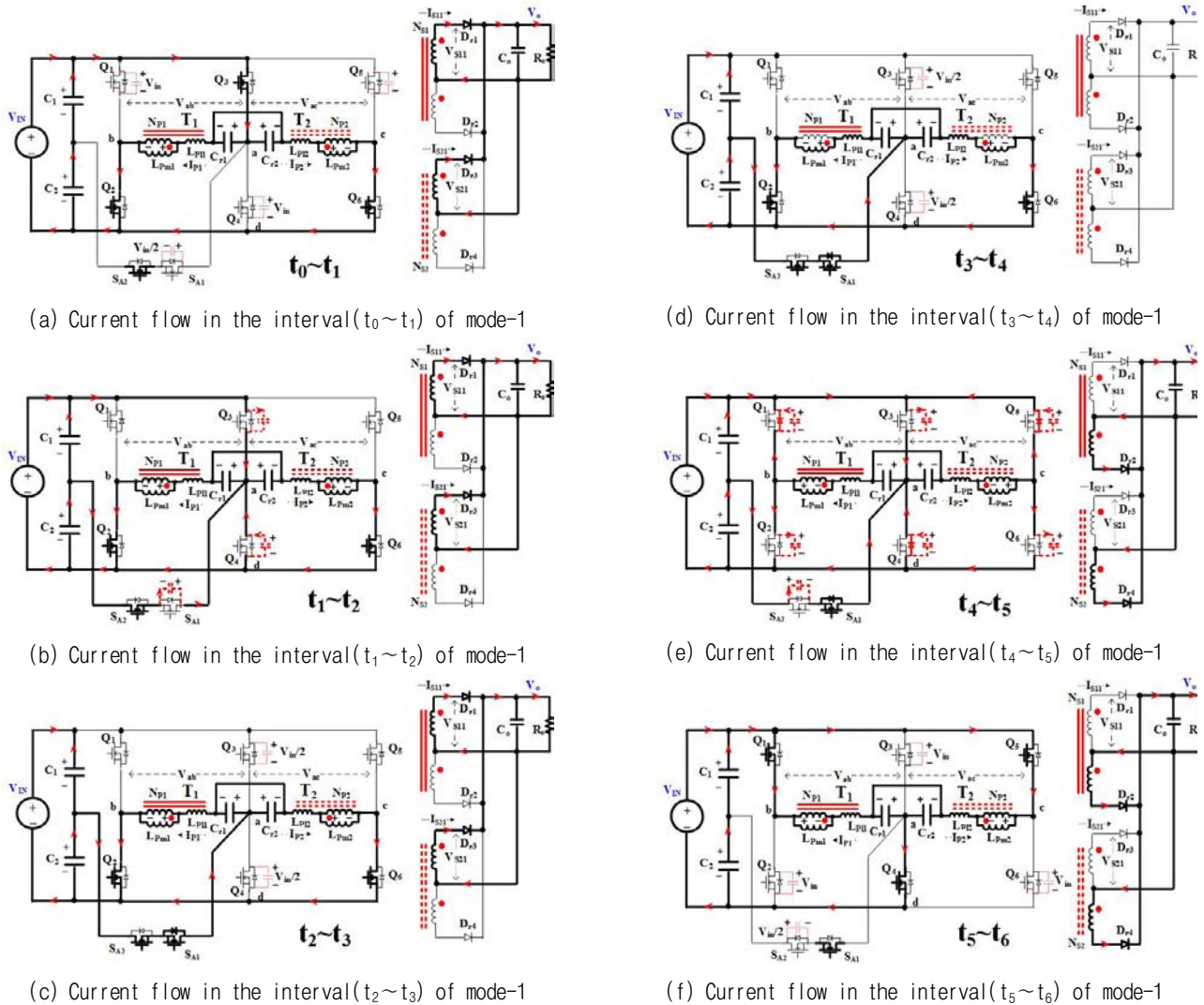


Fig. 2. Operating mode-1 (PM Control).

출력전압제어를 하면, 자화인덕턴스(L_{pm1} , L_{pm2})를 저감시키지 않아도 이득제어를 할 수 있기 때문에 자화전류저감에 따른 도통손실 저감과 안정된 고효율 동작 구현이 가능하다. 따라서 공진주파수(f_r)에서의 기본이득으로 1차측 주스위칭소자(Q_3 과 Q_4)의 펄스폭제어(PWM) 및 1차측 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})의 펄스폭제어(PWM) 제어를 통해 그림 1(c)와 같이 넓은 출력전압($V_o \sim 2V_o$: $28V_{dc} \sim 58V_{dc}$)을 제어할 수 있다. 동작모드1(Mode-1)의 동작을 설명하기 위해 그림 2와 같이 6개 구간을 나누어 설명할 수 있다.

$t_0 \sim t_1$ 구간 : t_0 시점에 1차측 스위칭소자 Q_1 , Q_4 , Q_5 가 턴-오프 되어 있어 이들 스위칭소자의 기생커패시터는 입력전압(V_{in})으로 대전되어 충전된 상태이고, 1차측 스위칭소자 Q_3 , Q_2 , Q_6 은 턴-온 되어 있어 입력전압(V_{in})이 공진회로부 1(Res, Tank 1) 및 공진회로부 2(Res, Tank 2)에 병렬로 인가되고 각각에 공진전류(I_{p1} , I_{p2})가 흐르기 시작한다. 공진회로부 1(Res, Tank 1) 및 공진

회로부 2(Res, Tank 2)는 공진을 위한 변압기(T_1 , T_2), 누설인덕턴스(L_{pl1} , L_{pl2}), 자화인덕턴스(L_{pm1} , L_{pm2}) 및 공진커패시터(C_{r1} , C_{r2})로 구성되어 있다. 2차측 정류부에는 각 변압기(T_1 , T_2) 권선의 극성에 따라 2차측 턴-비 및 이득에 의한 전압이 인가되고, 각 센터탭 정류다이오드(D_{r1} , D_{r3})를 통해 정류된 공진전류가 부하로 흘러 전력이 전달된다. $t_0 \sim t_1$ 구간동안, 1차측 보조스위칭소자 S_{A2} 는 턴-온 되어 있고, S_{A1} 은 턴-오프 되어 있으므로, 보조스위칭소자 S_{A1} 의 기생 커패시터 양단전압은 입력전압(V_{in})의 1/2만큼 충전되어 있다.

$t_1 \sim t_2$ 구간 : t_1 시점에 1차측 스위칭소자 Q_3 이 턴-오프 되면 Q_3 의 기생커패시터가 충전을 시작하고, 입력전압(V_{in})으로 충전되어 있던 Q_4 의 기생커패시터의 전압은 방전을 개시한다. 또한, 1차측 보조 스위칭소자 S_{A1} 의 기생 커패시터에 충전된 전압($V_{in}/2$)은 공진회로부 1(Res, Tank 1)와 공진회로부 2(Res, Tank 2)를 통해 1차측 스위칭소자 Q_2 및 Q_6 를 통해 '0' 전압으로 방전된다.

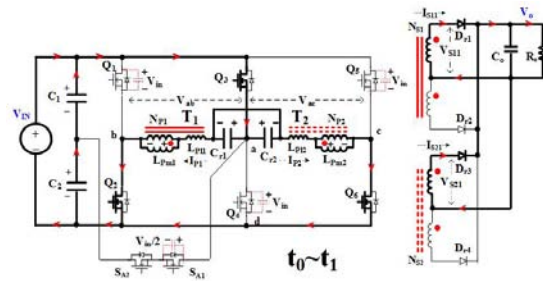
스위칭소자 Q_3 의 기생커패시터의 전압이 입력전압(V_{in})의 1/2만큼 충전되고, 스위칭소자 Q_4 의 기생 커패시터의 전압이 입력전압(V_{in})의 1/2만큼 방전되며, 1차측 보조 스위칭소자 S_{A1} 의 기생커패시터의 전압이 '0' 전압으로 방전되면, 이 구간 동작은 끝나게 된다. 1차측 보조 스위칭소자 S_{A1} 의 기생커패시터의 전압이 '0' 전압으로 방전된 후 턴-온 되면, 영전압스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching) 턴-온이 되므로 스위칭손실을 저감할 수 있다.

$t_2 \sim t_3$ 구간 : $t_2 \sim t_3$ 구간에는 보조스위칭소자 S_{A1} 및 S_{A2} 가 모두 턴-온 되어 입력전압(V_{in})의 1/2이 공진회로부 1(Res, Tank 1)과 공진회로부 2(Res, Tank 2)에 각각 병렬로 인가되며 1차측 스위칭소자 Q_2 및 Q_6 각각을 통해 공진전류(I_{p1} , I_{p2})가 계속해서 흐르게 된다. 2차측 정류부는 입력전압(V_{in})의 1/2이 제1 공진회로와 제2 공진회로에 인가되기 때문에 각 변압기(T_1 , T_2) 1,2차측 턴-비 및 1/2 이득에 의한 전압이 인가되고, 각 센터탭 정류다이오드(D_{r1} , D_{r3})를 통해 정류된 공진전류가 부하로 흘러 전력이 전달된다.

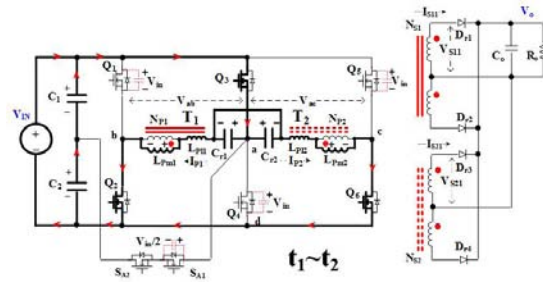
$t_3 \sim t_4$ 구간 : 이전 구간($t_2 \sim t_3$)과 마찬가지로 1차측 보조 스위칭소자(S_{A1} 및 S_{A2})가 모두 턴-온 되어 입력전압(V_{in})의 1/2이 공진회로부 1(Res, Tank 1)과 공진회로부 2(Res, Tank 2)에 인가되어 전류가 흐르지만, 이 구간 ($t_3 \sim t_4$)은 1차측 변압기(T_1 , T_2) 각각의 자화 인덕턴스 (L_{pm1} , L_{pm2})를 통해 자화전류만이 흐르는 구간으로 부하에는 공진전류가 흐르지 않는다.

$t_4 \sim t_5$ 구간 : $t_4 \sim t_5$ 데드타임(Dead Time) 구간에는 t_4 시점에서 1차측 스위칭소자 Q_2 및 Q_6 과 보조 스위칭소자 S_{A2} 가 턴-오프 된다. 따라서 입력전압(V_{in})의 1/2로 충전되어 있던 1차측 스위칭소자 Q_4 의 기생커패시터의 전압과 입력전압(V_{in})으로 충전되어 있던 1차측 스위칭소자 Q_1 및 Q_5 의 기생 커패시터의 전압은 방전을 개시하고, 1차측 보조스위칭소자 S_{A2} 와 1차측 스위칭소자 Q_2 및 Q_6 의 기생커패시터는 충전을 시작한다. $t_4 \sim t_5$ 데드타임(Dead Time) 구간 동안 1차측 스위칭소자 및 보조스위칭소자의 기생커패시터는 변압기(T_1 , T_2) 각각의 자화 전류(I_{pm1} , I_{pm2})에 의해 충/방전되고, 1차측 스위칭소자 Q_2 , Q_6 및 Q_3 는 입력전압(V_{in})으로 충전되고, 1차측 스위칭소자 Q_1 , Q_5 및 Q_4 가 '0' 전압으로 방전된 후 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐를 때 1차측 스위칭소자 Q_1 , Q_5 및 Q_4 는 영전압스위칭(ZVS: Zero Voltage Switching) 턴-온 된다. 또한, $t_4 \sim t_5$ 데드타임(Dead Time) 구간동안 1차측 보조 스위칭소자 S_{A2} 의 기생커패시터는 입력전압(V_{in})의 1/2로 충전된다.

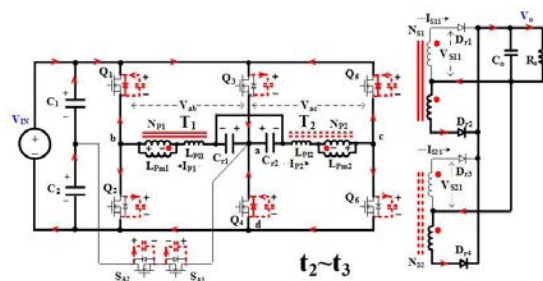
$t_5 \sim t_6$ 구간 : t_5 시점에서 1차측 스위칭소자 Q_1 , Q_5 및 Q_4 는 영전압에서 턴-온 되고, 입력전압(V_{in})이 공진회로



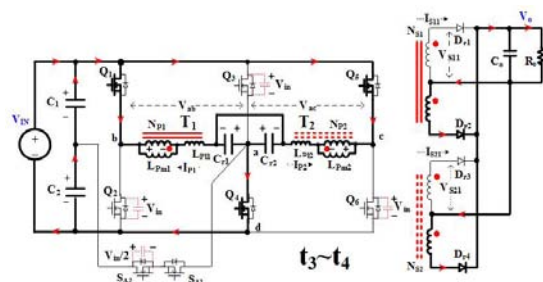
(a) Current flow in the interval($t_0 \sim t_1$) of mode 2



(b) Current flow in the interval($t_1 \sim t_2$) of mode 2



(c) Current flow in the interval($t_2 \sim t_3$) mode 2



(d) Current flow in the interval($t_3 \sim t_4$) of mode 2

Fig. 3. Operating mode-2 (FM Control).

부 1(Res, Tank 1)와 공진회로부 2(Res, Tank 2)에 각각 병렬로 인가되며 각 공진회로부에는 공진전류(I_{p1} , I_{p2})가 흐른다. 이 때, 변압기(T_1 , T_2) 각각의 1,2차측 턴-비 및 공진회로의 이득에 의한 전압이 인가된다. 2차측 정류부는 각 변압기(T_1 , T_2) 권선의 극성에 따라 2차측 턴-비 및 이득에 의한 전압이 인가되고, 각 센터탭 2차측 정류다이오드(D_{r2} , D_{r4})를 통해 정류되어 병렬로 부하 공진전류가 흘러 전력이 전달된다. 이후 나머지 반주기에서, LLC 공진컨버터는 전술한 이전 반주기($t_0 \sim t_6$ 구간)의 동작을 반복하여 수행하게 된다.

이상에서 설명한 바와 같이, LLC 공진컨버터는, 동작 모드1(Mode-1)에서, 1차측 주 스위칭소자(Q_3 , Q_4) 및

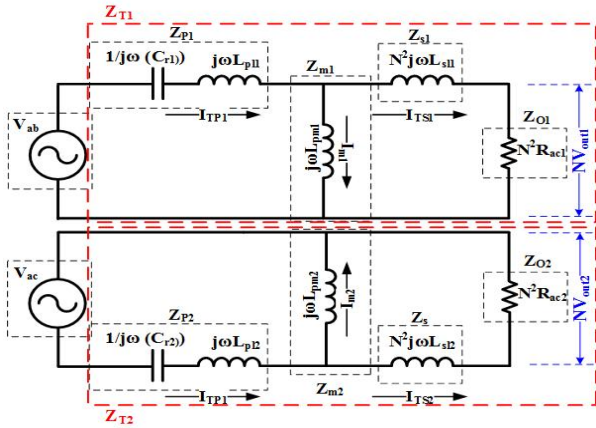


Fig. 4. Equivalent circuit of LLC resonant converter.

보조 스위칭소자(SA1, SA2)의 펄스 폭 변조(PWM) 제어에 따라, 공진회로부 1(Res, Tank 1) 및 공진회로부 2(Res, Tank 2) 각각에 입력전압(Vin)과 입력전압(Vin)의 1/2을 인가하며, 출력전압(Vo)을 'Vo~2Vo' 범위로 제어할 수 있다.

2.2.2 동작모드2(Mode-2)

동작모드2는 그림 3에 나타낸 바와 같이 t0~t4구간 4 가지 동작으로 설명될 수 있다. 그림 1(c) 및 그림 3에 나타낸 것처럼 1차측 보조스위칭소자(SA1, SA2)는 턴-오프 상태에서, 1차측 주 스위칭소자(Q3/Q2/Q6과 Q1/Q4/Q5)가 50% 듀티 교번스위칭동작과 가변스위칭주파수제어(FM)에 의해 1차측은 풀-브리지(Full-Bridge) 스위칭동작을 하며 공진회로 1(Res. Tank 1)과 공진회로 2(Res. Tank 2)에 각각 병렬로 입력전압(Vin)이 인가되어 공진전류가 흐른다. 2차측 출력정류부는 각 변압기(T1, T2) 권선의 극성에 따라 2차측 턴-비 및 이득특성에 의한 전압이 인가되어 각 센터탭 2차측 출력다이오드(Dr1/Dr2, Dr3/Dr4)를 통해 정류되어 병렬로 부하공진전류가 흐르지만 동작모드2(Mode-2)에서도 1차측 공진커패시터(Cr1, Cr2)가 공통(Common) 연결되어 있어 큰 전류불평형 없이 부하전류를 분담하며 동작된다. 또한, 동작모드 2(Mode-2)에서는 증가된 출력전압제어범위(2Vo~3Vo : 60Vdc~86Vdc) 때문에 그림 1(c)과 같이 1차측으로 유도된 전압 및 자화전류(IPm1, IPm2) 증가로 인해 t2~t3 데드타임구간 영전압스위칭이 구현될 수 있을 뿐만 아니라 높은 전압이득특성을 얻을 수 있어 가변스위칭주파수제어(FM)를 통해 넓은 출력전압을 제어할 수 있다.

동작모드1(Mode-1)과 동작모드2(Mode-2)에 있어서 1차측 주 스위칭소자(Q1~Q6) 및 1차측 보조스위칭소자(SA1, SA2)는 영전압스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching) 동작되며, 2차측 정류다이오드(Dr1/Dr2, Dr3/Dr4)는 영전류스위칭(ZCS : Zero Current Switching)이 가능하여 모든 부하범위 및 출력전압제어범위(Vo~3Vo: 28Vdc~84Vdc)에서 스위칭손실 저감 및 고효율동작이 가능하다.

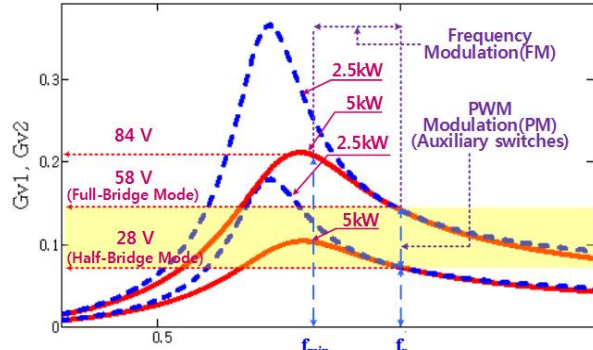


Fig. 5. Voltage gain characteristics due to load variation in each operating mode.

3. LLC 공진컨버터 동작모드별 전압이득특성

3.1 제안된 LLC 공진컨버터 등가회로 및 전압이득특성

그림 4와 같이 1차측 병렬연결 및 2차측 병렬연결에 의해 동작되는 제안된 LLC 공진컨버터의 등가회로에서 공진커패시터(Cr1, Cr2)와 변압기(T1, T2) 1, 2차측 누설인덕턴스(Llp=Llp1=Llp2, N²Ls=N²Ls1=N²Ls2) 및 자화인덕턴스(Lm=Lm1=Lm2)의 파라미터가 같다고 가정하면 등가공진커패시터(Cr)와 등가누설인덕턴스(Leq)가 공진할 때의 공진주파수(fr)는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_r}} \tag{1}$$

$$C_r = C_{r1} = C_{r2} \tag{2}$$

$$L_{eq} = L_{lp1} + \frac{N^2L_{s1}L_{m1}}{N^2L_{s1} + L_{m1}} = L_{lp2} + \frac{N^2L_{s2}L_{m2}}{N^2L_{s2} + L_{m2}} \tag{3}$$

그림 4의 등가회로에서 변압기(T1, T2)의 파라미터가 같다고 가정하면 공진회로부1(Res. Tank1)과 공진회로부2(Res. Tank2)의 입·출력전압이득(Gv)은 식 (4)와 같이 간략히 나타낼 수 있다.

$$G_v = \left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{1}{w_n}\right)^2 \left(A + \frac{B}{1+B}\right) + jQ_m \left(\frac{1}{N^2} + \frac{B}{N^2}\right) \left(w_n - \frac{1}{w_n}\right)} \right| \tag{4}$$

$$A = \frac{L_{lp}}{L_m}, \quad B = \frac{N^2L_{s}}{L_m} \tag{5}$$

$$w_n = \frac{\omega}{\omega_r} \tag{6}$$

$$Q_m = \frac{\omega_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}} = \frac{1}{N^2 R_{ac} \omega_r C_r} \tag{7}$$

3.2 각 모드별 전압이득특성 시뮬레이션

그림 5는 제안된 보조스위칭적용 3-브리지 LLC 공진컨버터 동작모드 중 하프브리지(Half-Bridge)와 풀브리지

TABLE I
MAJOR RATINGS IN THE PROPOSED CONVERTER

Major ratings	Input voltage(V_{IN})	450V _{dc}
	Output Voltage(V_o)/ Output current(I_o)	28V _{dc} /150A ~ 85V _{dc} /60A
Device	Switching elements($Q_1 \sim Q_6$)	SCT3030KL (1200V,70A, R_{DS} :30m Ω ,SiC)
	Output diodes($D_{r1} \sim D_{r4}$)	SCS240KE2 (1200V,40A, V_F :1.4V,SiC)

TABLE II
THE PARAMETERS OF THE RESONANT CIRCUIT

Parameters	Resonant capacitors(C_{r1}, C_{r2})	10nF/3200V _{DC}
	Resonant frequency(f_r) / Switching frequency(f_s)	98kHz / 99kHz
Transformer (T1)	Primary inductance(L_{P1})	600.7uH
	Secondary inductance(L_{S1})	5.37uH
	Equivalent leakage inductance(L_{eq1})	278.5uH
	Magnetizing inductance(L_{pm1})	478.5uH
	Turn-ratio[$n1(N_{P1}/N_{S1})$]	11.5(46T/4T)
Transformer (T2)	Primary inductance(L_{P2})	608.2uH
	Secondary inductance(L_{S2})	5.136uH
	Equivalent leakage inductance(L_{eq2})	266.3uH
	Magnetizing inductance(L_{pm2})	481.9uH
	Turn-ratio[$n2(N_{P2}/N_{S2})$]	11.5(46T/4T)

(Full-Bridge) 모드에서 전압이득수식(G_v)을 적용하여 부하(R_L)에 따른 전압이득특성에 대한 Math-Cad 시뮬레이션 결과이다. 동작모드1(Mode-1)에서의 스위칭 동작주파수는 공진주파수(f_r : 98 kHz) 부근의 고정된 스위칭주파수에서 동작을 하며 주스위칭소자(Q_3, Q_4)는 턴-오프, 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2})가 모두 턴-온(Turn On)된 하프브리지(Half-Bridge) 동작에서의 전압이득(G_{v1})은 0.064로 입력전압(V_{in} : 450V_{dc})을 통해 28V_{dc} 출력전압을 갖는다. 따라서 앞서 언급한 동작모드1(Mode-1)에서는 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2})와 주스위칭소자(Q_3, Q_4) 펄스폭변조(PM: Pulse-width Modulation)제어를 통해 출력전압범위($V_o \sim 2V_o$: 28V_{dc}~58V_{dc})로 제어할 수 있다.

풀-브리지(Full-Bridge) 모드에서의 전압이득(G_{v2})은 0.128로 입력전압(V_{in} : 450V_{dc})을 통해 58V_{dc}의 출력전압을 얻을 수 있으며 출력전압이 $2V_o$ 로 이르게 되면 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2})는 턴-오프 되고, 주스위칭소자(Q_3, Q_4)의 듀티는 50%로 증가하고, 이후 주스위칭소자 $Q_2/Q_3/Q_6$ 와 $Q_1/Q_4/Q_5$ 는 상호교번 되어 동작된다. 따라서

동작모드2(Mode-2)의 풀-브리지(Full-Bridge) 모드에서 가변스위칭주파수(FM)제어에 의한 이득제어를 통해 보다 넓은 출력전압제어($2V_o \sim 3V_o$: 58V_{dc}~84V_{dc})를 한다. 제안된 3-브리지 LLC 공진컨버터에 적용된 변압기(T_1, T_2)가 큰 자화인덕턴스(L_{mp1} : 424.6uH, L_{mp2} : 421uH)]를 적용한다 하더라도 정격부하용량(5kW)에서 넓은 출력전압제어범위($V_o \sim 3V_o$: 28V_{dc}~84V_{dc})로 제어 동작할 수 있다.

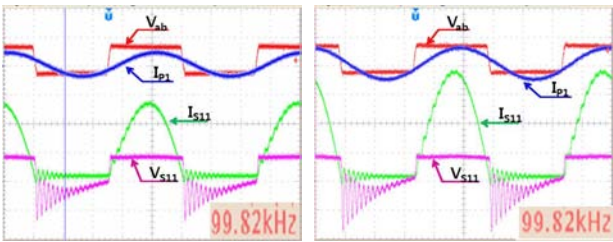
4. 실험 결과

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}~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.

표 1에는 실험에 적용된 입출력사양 및 적용소자를 나타냈으며, 표 2에는 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2}) 정격용량 및 변압기 파라미터를 나타냈다. 각 공진회로부에 적용된 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2} : 10nF)는 동일한 값을 사용하였고, 변압기(T_1, T_2) 자화인덕턴스(L_{mp1} : 424.6uH, L_{mp2} : 421uH) 및 누설인덕턴스(L_{l1} : 97.74uH, L_{l2} : 101.3uH)를 나타냈다. 동작모드1(Mode-1)에서의 동작스위칭주파수(f_s)는 공진주파수(f_r : 98kHz) 부근의 고정된 스위칭주파수(f_s : 99kHz)에서 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2}) 및 주스위칭소자가 펄스폭변조(PM)를 통해 넓은 제어범위의 출력전압($V_o \sim 2V_o$: 28V_{dc}~58V_{dc})을 구현하였고, 동작모드2(Mode-2)에서는 이득특성을 기반으로 가변스위칭주파수제어(FM)를 통해 넓은 출력전압($V_o \sim 3V_o$: 28V_{dc}~84V_{dc}) 제어범위로 실험구현 하였다.

그림 6은 공진회로 1(Res. Tank 1)의 1차측 단자전압(V_{ab}) 및 공진전류(I_{P1})와 2차측 정류부 단자전압(V_{S11})과 센터-탭 정류전류(I_{S11}) 파형으로 3-브리지 LLC 공진컨버터 동작모드1(Mode-1) 동작 중 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2})소자가 모두 100% 턴-온 또는 PWM 스위칭 동작 개시될 때의 실험파형이다. 출력전압 28V_{dc}, 출력용량은 1kW 및 1.36kW 동작 중 실험결과파형으로 실험에 사용된 전자부하 최대전류용량을 50A 넘길 수 없어, 출력전압 28V_{dc}에서는 최대 1.36kW 까지 실험 진행하였다.

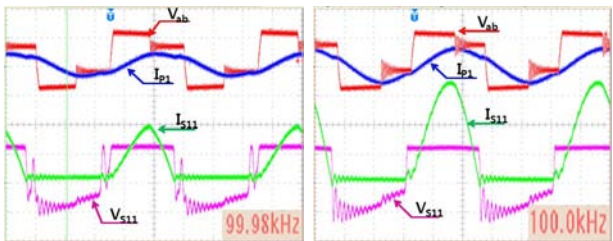
그림 7은 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2})와 주스위칭소자(Q_3, Q_4)가 펄스폭변조(PM) 동작으로 출력전압 48V_{dc} 제어할 때의 실험파형으로 출력용량 1kW 및 2kW에 대해 나타내었다. 실험파형에서보면 보조스위칭소자(S_{A1}, S_{A2}) 및 주스위칭소자(Q_3, Q_4)의 펄스폭변조(PM) 스위칭동작을 통해 하프-브리지(Half-Bridge)와 풀-브리지(Full-Bridge) 동작모드가 공존하여 단자전압(V_{ab})에는 입력전압(V_{in})과 입력전압(V_{in})의 1/2이 인가되며 넓은 출력전압 $V_o \sim 2V_o$ 을 제어범위로 동작됨을 볼 수 있다.



(a)Output ratings 28V_{dc}/1kW (b)Out putratings 28V_{dc}/1.36kW

Fig. 6. Experimental waveforms of the voltage (V_{ab} , V_{S11}) /current(I_{P1} , I_{S11}) across the primary and secondary terminals of the converter.[Mode-1[PM(Pulse-width Modulation)].

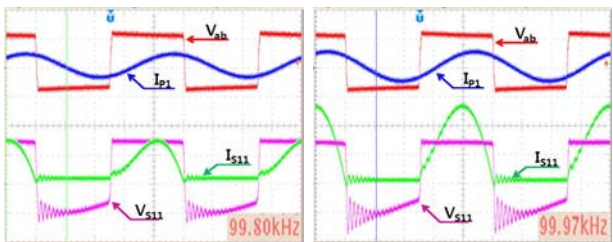
[Ch1: 10A/Div, Ch2: 500V/Div, Ch3: 500V/div, Ch4: 10A/Div]



(a)Output ratings 48V_{dc}/1kW (b)Output ratings 48V_{dc}/2kW

Fig. 7. Experimental waveforms of the voltage (V_{ab} , V_{S11}) /current(I_{P1} , I_{S11}) across the primary and secondary terminals of the converter.[Mode-1[PM(Pulse-width Modulation)].

[Ch1: 10A/Div, Ch2: 500V/Div, Ch3: 500V/div, Ch4: 10A/Div]

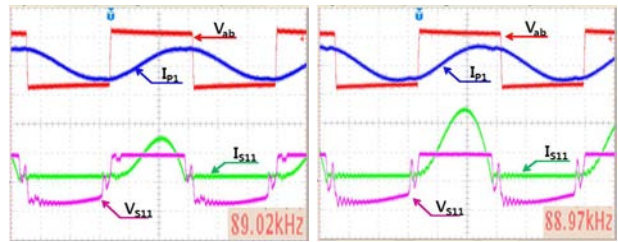


(a)Output ratings 58V_{dc}/1kW (b)Output ratings 58V_{dc}/2kW

Fig. 8. Experimental waveforms of the voltage (V_{ab} , V_{S11}) /current(I_{P1} , I_{S11}) across the primary and secondary terminals of the converter.[Mode-1[PM(Pulse-width Modulation)].

[Ch1: 10A/Div, Ch2: 500V/Div, Ch3: 500V/div, Ch4: 10A/Div]

그림 8에서는 제안된 3-브리지 LLC공진컨버터의 동작모드1(Mode-1) 동작 중 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})소자가 0% 듀티로 감소하고, 주스위칭소자(Q_3 , Q_4)는 50%듀티가 되어 주스위칭소자 $Q_2/Q_3/Q_6$ 와 $Q_1/Q_4/Q_5$ 가 상호교번동작 스위칭에 의해 풀-브리지처럼 동작 시 실험결과 파형으로 출력전압은 하프-브리지의 2배인 58V_{dc}를 가지며, 출력용량 1kW 및 2kW일 때의 실험파형을 나타냈다. 동작모드1(Mode-1)의 펄스폭변조(PM) 동작시 모든 부하범위 및 출력전압제어범위에서 주스위칭소자(Q_3 , Q_4)와 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})는 영전압스위칭(ZVS)됨을 실험결과를 통해 확인하였다.



(a)Output ratings 80V_{dc}/1kW (b)Output ratings 80V_{dc}/2kW

Fig. 9. Experimental waveforms of the voltage (V_{ab} , V_{S11}) /current(I_{P1} , I_{S11}) across the primary and secondary terminals of the converter. [Mode-2[FM(Frequency Modulation)].

[Ch1: 10A/Div, Ch2: 500V/Div, Ch3: 500V/div, Ch4: 10A/Div]

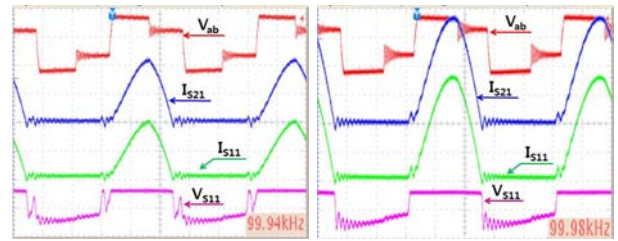


Fig. 10. Experimental waveforms of the terminal voltages (V_{ab} , V_{S11}) / rectified currents(I_{S11} , I_{S11}) of the converter operating in PM mode (48V_{dc}, 1kW/2kW).

[Ch1 : 10A/Div, Ch2 : 500V/Div, Ch3 : 500V/div, Ch4 : 10A/Div]

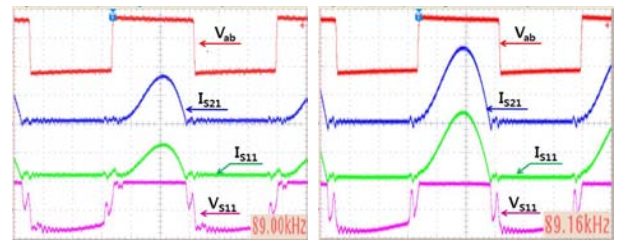


Fig. 11. Experimental waveforms of the terminal voltages (V_{ab} , V_{S11}) / rectified currents(I_{S11} , I_{S11}) of the converter operating in FM mode (80V_{dc}, 1kW/2kW).

[Ch1 : 10A/Div, Ch2 : 500V/Div, Ch3 : 500V/div, Ch4 : 10A/Div]

그림 9는 동작모드2(Mode-2)의 풀-브리지 모드에서 가변스위칭주파수(FM)제어를 통해 출력전압을 80V_{dc}로 제어동작 시 출력용량 1kW 및 2kW에서 측정된 실험파형으로 이때 LLC 공진이득특성에 따라 공진주파수(f_r : 98kHz)보다 낮은 가변스위칭주파수 제어범위(f_s : 85kHz ~98kHz)로 동작시킴으로써 전압이득을 높일 수 있었다. 동작모드2(Mode-2) 구간 동안 1차측 주스위칭소자(Q_1 ~ Q_4)는 영전압스위칭 동작되며 2차측 정류다이오드 또한 영전류스위칭(ZCS : Zero Current Switching) 동작된다.

그림 10은 동작모드1(Mode-1)의 펄스폭변조(PM) 동작 시 2차측 출력정류부 전류파형(I_{S11} , I_{S21})으로 공진커패시터 공통연결 및 공진주파수 부근의 고정된 스위칭 주파수에서 동작됨으로 1kW 동작 시 실험파형에서처럼

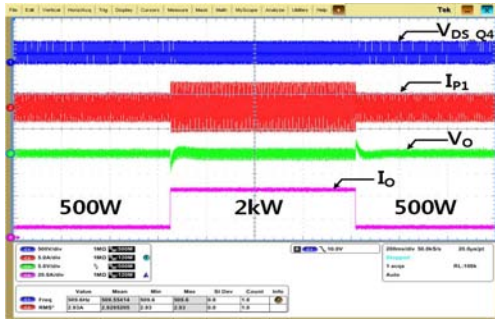


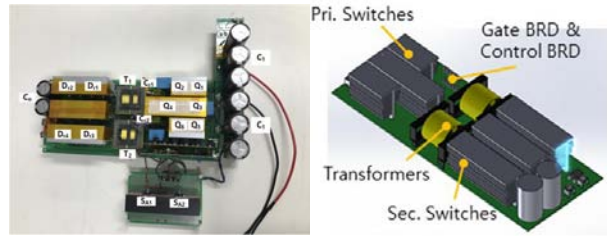
Fig. 12. The converter's operating characteristics as the load changes. [500W(10.5A) ⇒ 2kW(42A) ⇒ 500W(10.5A)] [Ch1 : 500V/Div., Ch2 : 5A/Div., Ch3 : 5V/Div., Ch4 : 20A/Div., Time Div. : 200ms/Div.]



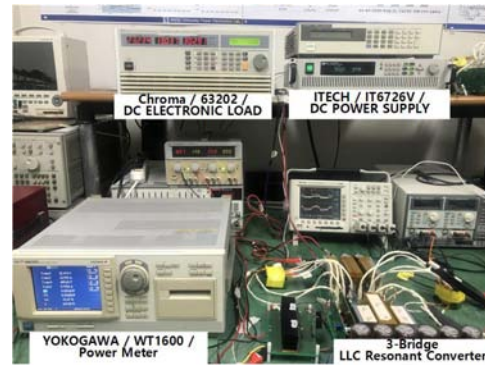
Fig. 13. Efficiency characteristics in the PM mode.

전류불평형(I_{S11} : 9.39A, I_{S11} : 8.82A)은 6.07%로 나타났다, 2kW 동작 시 전류불평형(I_{S11} : 17.3A, I_{S11} : 17.0A)은 1.73%로 공진요소 파라미터 허용오차이내의 작은 범위의 전류불평형을 가짐을 알 수 있었고, 출력용량이 증대될수록 전류불평형 없이 안정된 동작특성을 보여준다. 하지만, 그림 11에 나타난 것처럼 동작모드 2(Mode-2)의 풀브리지(Full-Bridge) 가변스위칭주파수(FM) 제어동작시는 공진주파수(f_r : 98kHz)보다 낮은 스위칭주파수 범위에서 동작됨으로 공진전류 불연속 동작특성에 따라 경부하 조건에서는 전류불평형이 크게 나타난다. 그림 11의 실험과형에서처럼 1kW 동작시는 전류불평형(I_{S11} : 5.56A, I_{S11} : 4.78A)이 14%로 크게 나타났다, 2kW 동작시 전류불평형(I_{S11} : 9.52A, I_{S11} : 8.74A)은 8.19%로 출력용량이 증대될수록 전류불평형이 크게 저감되는 등 전류분담 동작특성이 나타남을 실험을 통해 확인 할 수 있었다. 위 실험결과에 따라서 제안된 3-브리지 LLC 컨버터 각 공진회로부(Res. Tank 1, Res. Tank 2)가 1차측 병렬연결 및 2차측 병렬연결 동작하더라도 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})가 공통으로 연결되어 모든 동작모드 [Mode-1, Mode-2]에서 큰 전류불평형 없이 안정된 전류분담 제어됨을 알 수 있었다.

그림 12에서 입력전압(V_{in}) 450V_{dc} 조건에서 보조스위치의 PM(Pulse With Modulation)제어에 따라 출력전압(V_o)



(a) 5kW prototype



(b) Test bench

Fig. 14. 5kW 3-bridge LLC resonant converter.

48V_{dc} 제어할 때 출력부하 변동[500W(10.5A)⇒2kW(42A) ⇒500W(10.5A)]에 따른 동작특성 실험과형으로 출력부하변동에 따른 출력전압(V_o) Under-shoot 및 Over-shoot 최대전압은 출력 48V_{dc} 정전압 제어에서 5%(2.4V) 이내로 동작됨을 확인하였다.

그림 13의 효율특성은 동작모드1(Mode-1)에서 보조스위칭소자(S_{A1} , S_{A2})와 주스위칭소자(Q_3 , Q_4)가 펄스폭변조(PM)에 의해 각 출력전압(28V_{dc}/48V_{dc}/58V_{dc}) 제어동작 시 효율특성을 나타낸 것으로 출력전압 58V_{dc}, 1.5kW 때 95.25%로 가장 높게 측정되었고, 가장 낮게 측정된 효율은 58V_{dc} 출력전압제어, 300W 때 89.2%로 가장 낮게 측정되었다.

그림 14는 본 논문에서 실험 적용된 5kW 3-브리지 LLC 공진컨버터 시제품(사이즈(mm) : 145.3×380×62) 및 실험 장비를 이용한 시제동작 사진을 나타냈다.

5. 결 론

본 논문에서는 보조스위칭소자 적용 5kW 3-브리지 LLC 공진컨버터에 대한 시제품을 제작하여 실험 구현하였다. 출력전압(28V_{dc}~56V_{dc})이 낮은 동작모드 1(Mode-1) 구간에서는 공진주파수(f_r : 98kHz) 부근의 고정된 스위칭주파수(f_s : 99kHz)에서 펄스폭변조(PM) 모드제어를 통해 넓은 범위의 출력전압(V_o ~2V_o)을 제어할 수 있었고, 출력전압이 높은(58V_{dc}~86V_{dc}) 구간에서는 동작모드2(Mode-2)의 가변스위칭주파수(FM)제어를 통해 보다 넓은 출력전압(2V_o~3V_o)을 제어할 수 있었다. 보조스위칭소자를 적용함으로써 주회로 부품 수 증가와

단가상승의 단점은 갖고 있지만, 일정주파수에서 펄스폭 변조(PM) 스위칭 동작하는 제안된 컨버터에 따라 큰 값의 자화인덕턴스를 적용하더라도 넓은 출력전압제엄범위($V_o \sim 3V_o$)를 갖고 동작 할 수 있고, 공진특성에 있어서 부하의존성이 작기 때문에 용량증대에 있어서 기존 LLC 공진컨버터에 비해 많은 장점을 갖고 있다.

본 연구는 2017년도 산업통상자원부의 재원 한국 에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제(NO.20172020108500)입니다.

References

- [1] W. Yu, J. S. Lai, W. H. Lai, and H. Wan, "Hybrid resonant and PWM converter with high efficiency and full soft-switching range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 12, pp. 4925-4933, Apr. 2012.
- [2] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp. 1746-1756, May 2011.
- [3] J. Deng, C. C. Mi, R. Ma, S. Li, "Design of LLC resonant converters based on operation-mode analysis for level two PHEV battery chargers," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 1595-1606, Aug. 2015.
- [4] X. Sun, X. Li, Y. Shen, B. Wang, and X. 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, Jan. 2017.
- [5] M. M. Jovanovic and B. T. Irving, "On-the-fly topology-morphing control-efficiency optimization method for LLC resonant converters operating in wide input-and/or output-voltage range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 3, pp. 2596-2608, Mar. 2016.
- [6] H. Wang, Y. Chen, Y. F. Liu, J. Afsharian, and Z. Yang, "A common inductor multi-phase LLC resonant converter," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 548 - 555, Sep. 2015.
- [7] J. C. Lee, J. S. Joo, Y. C. Heo, T. Marius, E. S. Kim, Y. S. Jeon, and Y. S. Kook, "LLC resonant converter operating over a wide output voltage range by varying the input voltage and changing operating modes," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 6, pp. 517-526, Dec. 2017.
- [8] 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," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 6, pp 4246-4257, Jun. 2017.



이지철(李知哲)

1992년 8월 5일생. 2017년 전주대 전기전자 공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 석사과정.



김민지(金珉智)

1996년 1월 9일생. 2018년 전주대 전기전자 공학과 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



오재성(吳在成)

1994년 7월 6일생. 2018년 전주대 전기전자 공학과 졸업(예정). 현재 동 대학원 학·석사연계과정.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 교수. 당 학회 협력이사.



국윤상(鞫潤相)

1972년 2월 26일생. 1994년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2011년 한림포스텍 기술총괄이사(CTO). 2014년~현재 (주)팩테크 이사.