

SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터

金恩洙[†], 姜聲仁^{***}, 丁烽根^{***}, 車仁洙^{*}, 尹植必^{**}

A Novel SLLC Series Resonant Converter for The Boost DC/DC Converter

Eun-Soo Kim, Sung-In Kang, Bong-Geun Chung, In-Su Cha, Jeong-Phil Yoon

요 약

최근 소형, 경량화 및 저가격화를 위해 절연형 고주파링크 승압 DC/DC 컨버터가 PCS (Power Conditioning System)에 많이 적용되고 있다. 하지만, 기존 전압형 컨버터 또는 전류형 컨버터가 적용된 고주파 링크 승압컨버터는 순환전류에 따른 도통손실과 변압기 누설인덕턴스에 따른 서지전압에 의해 여러 문제점을 내포하고 있다.

이들 문제들을 개선하기위해 새로운 2차측 LLC 직렬공진컨버터를 제안했고, 이에 대한 이론적 해석과 동작파형 및 시뮬레이션을 통해 800W급 시제품을 제작하여 실험결과에 대해 서술하였다.

ABSTRACT

Recently, the high frequency link boost DC/DC converter has been used widely for PCS (Power Conditioning System) because of the requirements of small size and low cost. However, the high frequency link boost DC/DC converters applied the conventional voltage-fed converter and current-fed converter have some problems like high conduction losses and high surge voltage due to high circulating current and leakage inductance, respectively.

To improve these problems, a novel secondary LLC (called SLLC) series resonant converter is proposed in this paper and its theoretical analysis, its operating waveforms, simulation and experimental results for a boost DC/DC converter using SLLC series resonant topology verifies the proposed topology. 800W experimental prototype is tested.

Key Words : SLLC Series Resonant Converter, DC/DC Converter, PCS (Power Conditioning System)

1. 서 론

최근 PCS(Power Conditioning System)는 고집적화 및 고기능화를 통해 소형화 및 단가를 저감하는 추세에 있다. 따라서 PCS 시스템에 적용되는 승압형 DC/DC 컨버터 또한 소형화 및 단가저감을 위해서 고주파 승압형 DC/DC 컨버터가 꾸준히 연구되어 왔다.^{[1],[2],[3]} 낮은 입력전압에서 높은 출력전압으로 승압하는 고주파 승압형 DC/DC 컨버터들 중 검토될 수 있는 주회로는 일반적으로 전압형 컨버터(Voltage-fed Converter)와 전류형 컨버터(Current-fed

[†]교신저자 : 정회원, 전주대 전기전자정보통신공학부 조교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr

^{*}정회원, 동신대 수소에너지학과 교수

^{**}정회원, 동신대 수소에너지학과 연구원

^{***}학생회원, 전주대학교 전기전자공학 학사과정

접수일자 : 2006. 12. 4 1차 심사 : 2007. 1. 9

심사완료 : 2007. 1. 19

converter)로 나눌 수 있다. 이러한 고주파 승압형 DC/DC 컨버터는 절연된 높은 전압으로 승압하기 위해서 변압기의 높은 턴수비가 필요하게 되고 이에 따라 변압기의 누설인덕턴스 증가로 순환전류에 따른 동손실 증가와 서지전압 등으로 직류 승압 컨버터는 낮은 효율 특성을 갖게 된다. 따라서 본 논문에서는 이를 보완한 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터를 제안하였다. 이에 대한 이론적 해석과 동작파형 및 시뮬레이션을 통해 800W급 시제품을 제작하여 실험결과에 대해 서술하였다.

2. 제안된 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터 동작원리

본 논문에서는 넓은 범위의 입·출력 전압제어를 할 수 있으며, 스위칭 동작영역에서 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭 할 수 있는 등의 장점들을 갖고 있는 LLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터를 검토하였다.^[4] 본 논문에서 적용하고자하는 승압형 DC/DC 컨버터는 낮은 입력전압(22VDC~28VDC)에서 높은 출력전압(340VDC)으로 전압을 승압시켜 동작되므로 그림 1에서와 같이 LLC 직렬공진컨버터의 공진요소인 직렬공진커패시터를 1차측에 사용한다면 1차측에 흐르는 대전류로 인해 직렬공진 커패시터가 열화되어 특성변화가 생길 수 있고 커패시터의 크기증가에 따른 고집적화의 어려움 및 단가 상승 등 1차측에 사용하기에는 여러 문제점이 따른다. 따라서 본 논문에서는 그림 2(a)에서와 같이 제안한 SLLC 직렬공진컨버터의 공진요소를 변압기(TR) 2차측에 위치시켜 주회로를 구성함으로써 직렬공진을 위한 커패시터(C_s) 크기 및 단가를 저감할 수 있고, 자화인덕턴스(L_m : Magnetizing Inductance)를 가능한 크게 하기위해 변압기(TR)에 갭(Gap)을 두지 않았으며 1차측 누설인덕턴스(L_{l1})와 2차측 누설인덕턴스(L_{l2})를 직렬공진요소로서 사용하는 권선방법을 적용하였다. 특히, 1차측 Bridge 주 스위칭소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)의 영전압 스위칭을 위한 전류를 흐르도록 하기위해 2차측에 병렬인덕터(L_2)를 추가하여 LLC 직렬공진컨버터의 특성을 얻도록 하였다. 이와 같이 병렬 인덕터(L_2) 추가는 병렬인덕터(L_2) 값에 따라 높은 전압 이득특성을 갖게 되어 변압기의 적은 턴-수비에도 높은 출력전압을 얻을 수 있고 넓은 입력전압 범위와 모든 부하 범위에서 사용 가능한 장점이 있다.

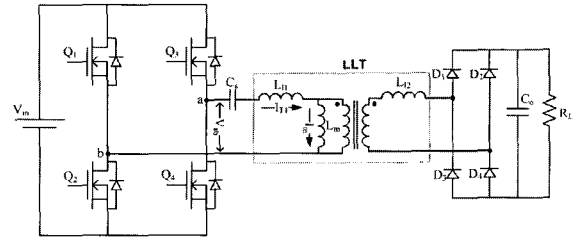
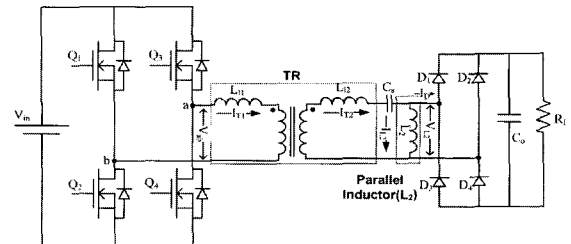
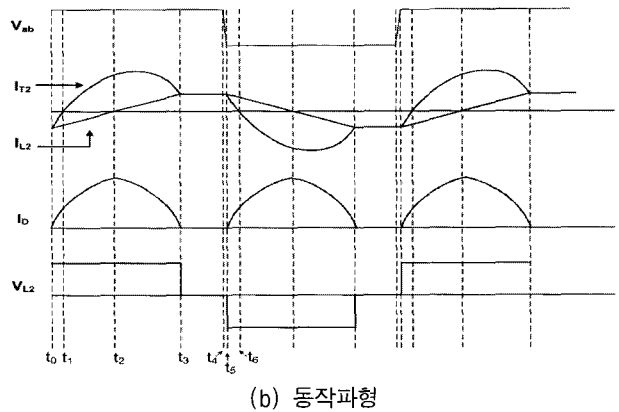


그림 1 LLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터
Fig. 1 LLC series resonant converter for the boost DC/DC converter



(a) 제안된 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압기 주회로



(b) 동작파형

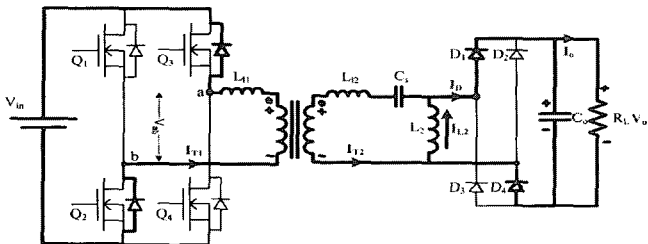
그림 2 제안한 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 컨버터 주회로 및 동작파형

Fig. 2 The main circuit and its operating waveforms of the proposed SLLC series resonant converter for the boost dc/dc converter (a) The main circuit of the proposed SLLC series resonant converter, (b) Operating waveforms

또한 본 논문에서 제안한 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 컨버터에 대한 동작모드를 시간별로 구분하여 살펴보았다. 그림 2(b)에 나타난 것처럼 기준화된 주파수(f_s/f_r)가 1보다 낮은 불연속모드(Discontinuous Conduction Mode)영역에서 동작했을 때의 SLLC 직렬공진컨버터 동작파형이다. 이 동작파형들은 변압기 1차측 단자전압(V_{ab}), 변압기 2차측 전

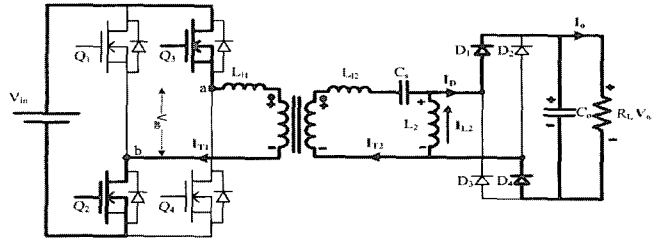
류(I_{T2}), 병렬인덕터 전류(I_{L2}), 2차측 공진전류(I_D), 병렬인덕터 양단전압(V_{L2}) 등을 나타내고 있으며 반 주기의 동작모드를 5가지 모드로 나누었다.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$) : 모드 1은 주스위칭소자(Q_1, Q_4)가 턴-오프 되고 2차측의 병렬인덕터 전류(I_{L2})가 1차측으로 유도(Reflected)되어 흐르는 변압기 전류(I_{T1})에 의해 주스위칭소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)의 출력커패시터가 충·방전을 끝마치는 직후 동작시점이다. t_0 시점에서 일정하게 흐르는 병렬인덕터전류(I_{L2})가 변압기 1차측으로 유도되어 주스위칭소자(Q_2, Q_3)의 바디다이오드와 변압기 1차측을 통해 부전류가 흐른다. 따라서, 변압기 1차측 전압은 극성이 변하여 입력전압(V_{in})이 인가되고 변압기 2차측 전압($\frac{V_{in}}{n}$)도 극성이 변한다. 이때 공진전류(I_D)가 정류다이오드(D_1, D_4)를 도통하여 흐르므로 병렬인덕터(L_2)에 출력전압(V_o)이 인가되고 병렬 인덕터 전류(I_{L2})가 부(Negative)의 피크 값에서 선형적으로 일정기울기를 가지고 상승하며 흐른다. t_1 시점에서 주스위칭소자(Q_2, Q_3)의 바디 다이오드를 통해 흐르는 부전류 때문에 주스위칭소자(Q_2, Q_3)가 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching) 동작 상태에서 턴-언(Turn-on)을 하게 된다.

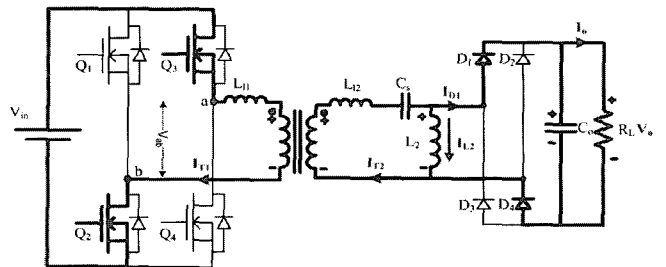


Mode 2 ($t_1 \sim t_2$) : t_1 시점에서 주스위칭소자(Q_2, Q_3)는 영전압 스위칭으로 턴-언(Turn-on)을 하고 주스위칭 소자를 통해 입력전압(V_{in})이 변압기에 인가되므로 변압기 1차측 전류(I_{T1})가 정방향으로 흐르기 시작한다. 모드 1과 모드 2에서 직렬공진은 변압기(TR) 1차측 누설인덕턴스(L_{11})와 2차측 누설인덕턴스(L_{12}) 그리고 2차측 직렬 공진 커패시터(C_s)에 의해 이루어지게 되며, 정류다이오드(D_1, D_4)는 계속 도통하고 있으며 부하측으로 흐르는 공진전류(I_D)는 점차

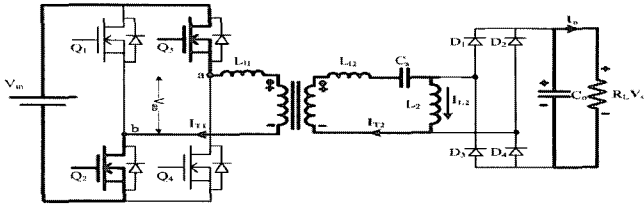
상승하고 있다. 이때 병렬 인덕터(L_2)는 직렬공진을 위한 변압기(TR) 1, 2차측 누설인덕턴스(L_{11}, L_{12})에 비해 큰 값의 인덕턴스를 가지므로 직렬공진특성에 큰 영향을 주지 않는다. 이 모드가 끝나는 시점은 병렬인덕터 전류(I_{L2})가 정(Positive)방향으로 바뀌는 시점 t_2 이다.



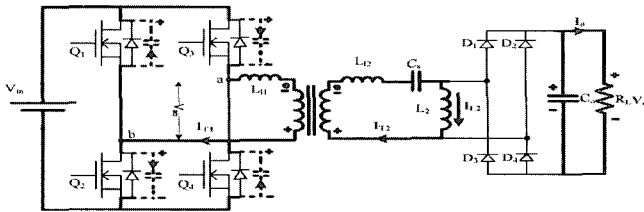
Mode 3 ($t_2 \sim t_3$) : 모드 3은 Mode 2와 같은 특성을 나타내고 있으며 다만 병렬인덕터전류(I_{L2})가 선형적인 일정기울기를 가지고 정(Positive) 전류가 흐르며, 이 모드가 끝나는 시점은 병렬인덕터 전류(I_{L2})와 변압기(TR) 2차측 전류(I_{T2})가 같고, 부하측에 더 이상 공진전류가 흐르지 않으며 직렬공진이 끝나는 시점이다.



Mode 4 ($t_3 \sim t_4$) : 모드 4는 공진이 끝나는 t_3 시점으로, t_3 시점 이후 2차측 공진전류(I_D)는 흐르지 않고 변압기(TR) 2차측 정류다이오드(D_1, D_2, D_3, D_4)는 출력전압(V_o)으로 역 바이어스 되어있다. 이 모드동안 주스위칭소자(Q_2, Q_3)는 턴-온 되어 있으므로 입력전압(V_{in})이 변압기에 인가되어 있고 이 모드동작에서 공진요소는 변압기(TR) 1차측 누설인덕턴스(L_{11})와 2차측 누설인덕턴스(L_{12}) 그리고 2차측 직렬공진 커패시터(C_s) 및 병렬인덕터(L_2)에 의해 이루어지게 된다. 이 모드는 주스위칭소자(Q_2, Q_3)가 턴-오프 시 끝나게 된다.



Mode 5 ($t_4 \sim t_5$) : 모드 5는 t_4 시점에서 주스위칭소자(Q_2, Q_3)가 턴-오프 시에 시작한다. 일정하게 흐르는 병렬인덕터 전류(I_{L2})가 1차측으로 유도(Reflected)되어 흐르는 변압기 1차측 전류(I_{T1})에 의해 주스위칭소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)의 출력 커패시터가 순간적인 충·방전이 개시되어 끝나친 후 주스위칭소자(Q_1, Q_4)의 바디다이오드를 통해 흐르며 이때 변압기(TR)의 1차측 단자전압 극성(V_{ab})이 바뀌게 된다.



t_6 이후 다음 반주기에 대한 동작모드는 모드 1 이후의 동작모드와 같으므로 설명을 생략한다. 위의 동작모드 설명과 그림 2의 동작과형에서 볼 수 있듯이 모든 주스위칭소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)는 턴-온/오프 시 영전압(ZVS)에서 스위칭 됨을 확인할 수 있다. 또한 변압기 2차측 공진전류(I_D)는 불연속으로 흐르기 때문에 출력다이오드(D_1, D_2, D_3, D_4) 역회복 특성에 따른 스위칭 손실을 저감할 수 있을 뿐만 아니라 낮은 전압정격의 스위칭소자 사용과 스위칭손실 저감 등을 통하여 효율개선 할 수 있는 특징을 갖는다.

3. 제안된 SLLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터의 AC 전압이득 특성분석

본 논문에서 실험 적용한 회로는 그림 3(a)에서 보는 바와 같이 변압기의 손실저감과 고집적화를 위해 변압기 2개를 사용하였다. 변압기 1차측은 병렬로 연결하여 변압기의 크기 및 각 변압기 1차측 전류를 1/2로 줄였고, 변압기의 2차측은 직렬로 연결하여 적은 턴 수비에서도 요구되는 출력전압을 얻을 수 있게 하였다. 또한 넓은 입력전압범위에 의한 많은 순환 전류

및 변압기 1차측 대전류로 인한 도통 손실을 줄이기 위해 주스위칭 소자를 2개씩 병렬로 연결하여 도통손실을 줄일 수 있었다. 그림 3(a)는 제안된 SLLC 직렬공진컨버터에 대한 주 회로이고, 그림 3(b)는 등가회로를 나타낸 것이다. 그림 3(b)의 $V_{T2}(V_{ab} \cdot (2/N))$ 는 주스위칭 소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)의 스위칭 동작에 의해서 얻어진 1차측 구형파 단자전압을 권선비를 고려하여 2차측으로 반영한 등가전원이며, C_s 과 $(1/N^2) \cdot (L1_{l1} + L2_{l1})$, $L1_{l2}, L2_{l2}$ 는 2차측 공진을 위한 직렬 커패시터와 턴 수비를 고려하여 2차측으로 반영한 1차측 누설인덕턴스 합과 2차측 누설인덕턴스이다. 그리고 L_2 는 LLC 직렬공진특성을 만들기 위해 변압기 2차측에 추가한 병렬인덕터이다. R_{eq} 는 부하저항, 정류다이오드 및 커패시터 필터를 등가화한 등가 부하저항이다.^[5] 식(2)의 L_T 는 변압기 2차측에서 권선비($N = n_1/n_2$)를 고려하여 바라본 1차측 누설인덕턴스와 2차측 누설인덕턴스 및 2차측 자화인덕턴스의 관계로 등가누설인덕턴스를 얻을 수 있다. 하지만 이러한 등가누설인덕턴스는 2차측 자화인덕턴스가 권선비를 고려한 1차측 누설인덕턴스보다 크므로 $(\frac{1}{N^2} L1_{l1} \ll N^2 L1_m, \frac{1}{N^2} L2_{l1} \ll N^2 L2_m)$ 해석을 용이하기 위해 식 (3)과 같이 간략화 된 등가누설인덕턴스로 나타내었다.

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \tag{1}$$

$$L_T = \frac{\frac{1}{N^2} L1_{l1} \cdot N^2 L1_m}{\frac{1}{N^2} L1_{l1} + N^2 L1_m} + \frac{\frac{1}{N^2} L2_{l1} \cdot N^2 L2_m}{\frac{1}{N^2} L2_{l1} + N^2 L2_m} + L1_{l2} + L2_{l2} \tag{2}$$

$$\cong \frac{1}{N^2} \cdot (L1_{l1} + L2_{l1}) + L1_{l2} + L2_{l2} \tag{3}$$

그리고 본 논문에서는 그림 3(a)를 등가화한 그림 3(b)로부터 등가 부하저항(R_{eq})이 단락일 때의 주파수 즉 공진주파수(f_r)와 개방일 때의 주파수 즉 코너 주파수(Conner frequency : f_o)를 식(4)과 식(5)에 정의하였다.

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{L_T \cdot C_s} \tag{4}$$

$$f_o = 1/2\pi \sqrt{(L_T + L_2) \cdot C_s} \tag{5}$$

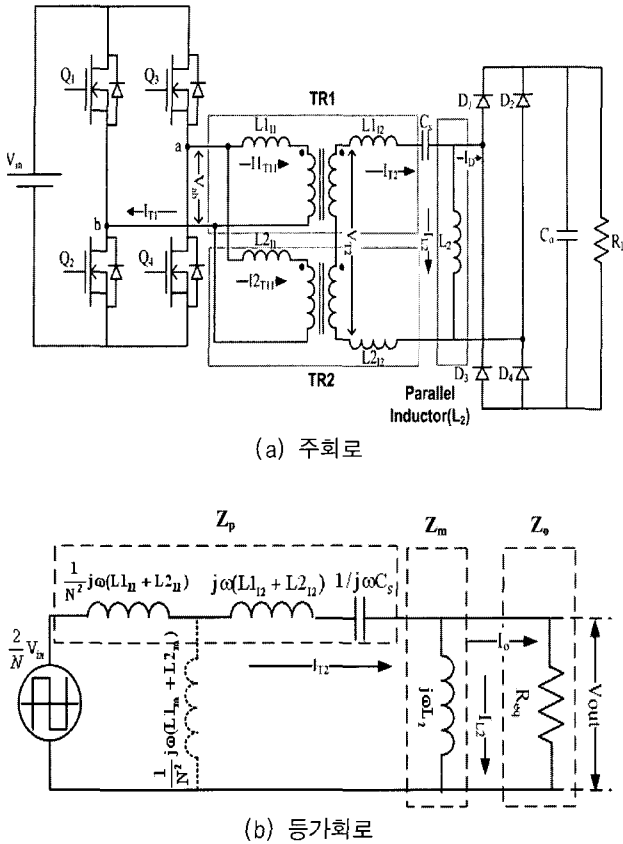


그림 3 제안된 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터 주회로와 등가회로
 Fig. 3 The main circuit and its equivalent circuit of the proposed SLLC series resonant converter for the boost dc/dc converter, (a) The main circuit, (b) Equivalent circuit

규준화된 주파수(f_n)는 공진 주파수(f_r)와 스위칭 주파수(f_s)의 비이고, A는 병렬인덕턴스(L_2)와 등가 누설인덕턴스(L_T)의 비이다. 그리고 Q는 Quality Factor이다.

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \tag{6}$$

$$A = \frac{L_T}{L_2} \tag{7}$$

$$Q = \frac{2\pi \cdot f_r \cdot L_T}{R_{eq}} \tag{8}$$

그리고 임피던스 관계 및 수식 (1)~(8)을 바탕으로 얻어진 입·출력에 대한 전압이득(M) 특성은 식(9)과

같이 얻었다.

$$|M| = \left| \frac{Z_o Z_m}{Z_o Z_p + Z_m Z_p + Z_o Z_m} \right| \tag{9}$$

$$= \left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{1}{f_n}\right)^2 \cdot A + jQ \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \right|$$

전압이득(M) 특성 식(9)으로부터 알 수 있듯이 전압이득 특성은 등가누설인덕턴스(L_T)와 2차측 병렬인덕턴스(L_2)의 비(A) 및 부하 Quality factor(Q)와 규준화된 주파수(f_n) 값에 의존한다. 이러한 경우 A와 규준화된 주파수(f_n) 및 Q 변화에 대해 전압이득(M) 변화를 알아보기 위해 식(9)을 이용하여 시뮬레이션 한 결과를 그림 4에 나타내었다. 그림 4는 등가누설인덕턴스(L_T)와 변압기 2차측 병렬인덕턴스(L_2) 비인 A가 0.06과 0.07일 때 규준화된 주파수(f_n)와 Q 변화에 대한 전압이득 특성 곡선이다.

그림 4의 전압이득 특성에서 등가누설인덕턴스(L_T)와 변압기 2차측 병렬인덕턴스(L_2)의 비인 A에 의해 전압이득특성이 변하게 됨을 알 수 있다. 여기서, A를 결정하기 위한 병렬인덕턴스(L_2) 값 변화는 그림 4의 전압이득 특성곡선에서 스위칭 주파수 동작영역과 전압이득특성을 결정하게 된다. 따라서 식(8)과 그림 4의 A 증가, 즉 병렬인덕턴스(L_2)를 작게 하면 이에 따른 전압이득 특성곡선에서 스위칭 주파수 동작영역이 좁아지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 그림 4에서 보는 바와 같이 큰 A(0.06⇒0.07) 값 선정은 보다 넓은 입력전압(20~28VDC)에서 그리고 좁은 스위칭 주파수 동작영역에서 일정출력전압 제어를 할 수 있다. 하지만 변압기 2차측 병렬 인덕턴스 값(L_2 : 544μH⇒433μH)에 의한 무부하 순환전류 증가에 따른 도통 손실이 증가하여 효율 특성이 저감될 수 있다. 따라서 요구된 입력전압 범위 및 부하조건, 스위칭 주파수 동작범위 및 효율조건 등을 고려하여 A와 Q값을 선정해야 한다.^[7] 또한 본 논문에서는 제안한 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터는 그림 4에서 볼 수 있듯이 ZVS 영역 중에서도 스위칭 동작영역이 규준화된 주파수가 1보다 낮은 주파수에서 사용하고 있으며 이러한 경우 주스위칭 소자의 영전압 스위칭 뿐만 아니라 변압기 2차측 정류 다이오드의 영전류 스위칭을 얻을 수 있다.

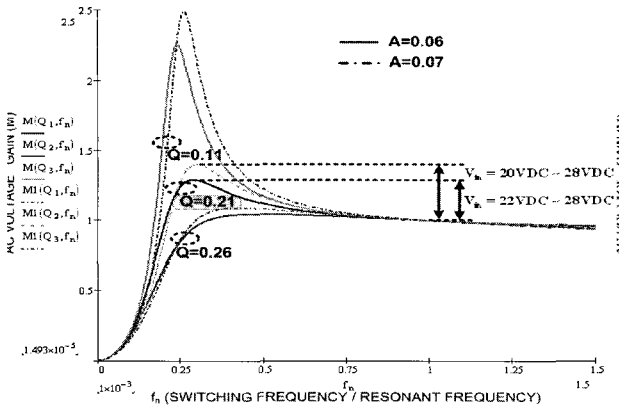


그림 4 SLLC 직렬공진컨버터의 전압이득 특성곡선
 Fig. 4 Voltage gain characteristics of the SLLC series resonant converter due to the quality factor(Q) change in A(=0.06) and A(=0.007)

4. 실험 결과

본 논문에서 제안한 SLLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터는 낮은 입력전압 (22~28VDC, 20~28VDC)에서 높은 출력전압 (340VDC)으로 승압시킬 수 있도록 2차측 병렬인덕터 값 (L_2 : 544 μ H 433 μ H)을 각각 적용하여 800W급으로 설계하였다. SLLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터에 대한 실험조건과 적용된 소자 등을 표 1에 나타내었다. 또한 변압기와 병렬인덕터 (L_2)는 이수코어 EER 4042(PM5), 이수코어 EQ 2625(PM5)를 사용하고 제작하여 측정된 파라미터를 표 1에 나타내었다.

표 1 SLLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터 주요성격 및 파라미터

Table 1 The specifications and parameters of the SLLC series resonant converter for the boost DC/DC converter

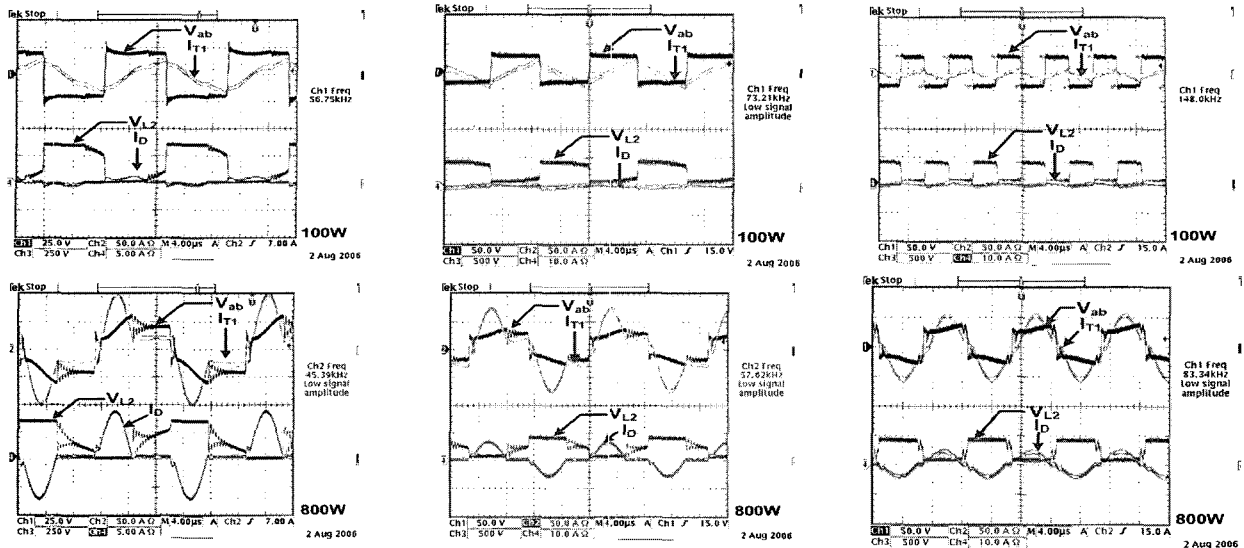
입력전압	22VDC ~28VDC	출력전압/전류	340VDC /2.4A
직렬공진주파수	130kHz	스위칭 주파수	30kHz ~130kHz
주스위칭소자 (2개씩 병렬 연결)	IRFB 3077(75V, 210A, RDS=3.3m Ω)		
출력정류다이오드 (D_1, D_2, D_3, D_4)	DESI 12-06A (600V, 14A, VF=1.5V)		

TR1		TR2	
1차측 자기인덕턴스(L_p)	135.17 μ H	1차측 자기인덕턴스(L_p)	135.17 μ H
2차측 자기인덕턴스(L_s)	5.431mH	2차측 자기인덕턴스(L_s)	5.36mH
등가 누설인덕턴스(L_T)	31 μ H		
병렬인덕턴스(L_2)	544 μ H/433 μ H		

그림 5. (a)~(c)와 그림 6. (a)~(c)는 $A(\frac{L_T}{L_2})$ 가 각 0.06과 0.07일 때 (즉, 주어진 회로조건에서 병렬인덕터(L_2) 값을 544 μ H에서 433 μ H로 줄였을 때) 각 입력전압(22V, 25V, 28V)조건에서 부하변화(100W, 800W)에 대한 변압기 1차측 단자전압 (V_{ab})과 전류 (I_{T1}) 및 2차측 정류단으로 흐르는 공진전류 (I_D)와 병렬인덕터(L_2) 양단전압 (V_{L2})에 대한 실험파형이다.

그림 5와 그림 6의 각 파형에서 볼 수 있듯이 중부하(800W)에서 경부하(100W)까지 제안한 SLLC 직렬 공진컨버터 적용 승압형 컨버터는 모든 단자 전류 (I_{T1})가 단자전압 (V_{ab})에 대해 지상 전류가 흐르는 것을 볼 수 있으며, 모든 부하변화에 대해 주스위칭 소자의 영전압 스위칭을 확인하였다. 그리고 변압기 1차측 공진전류가 불연속으로 흐르기 때문에 변압기 2차측 출력정류다이오드 (D_1, D_2, D_3, D_4)의 역회복 특성에 따른 스위칭 손실을 개선할 수 있었다. 또한 그림 5와 그림 6의 실험결과에서 알 수 있는 것처럼 병렬인덕터(L_2) 값을 433 μ H로 적용시 병렬인덕터 (L_2) 값 544 μ H 적용 시 보다는 좁은 주파수동작제어 범위에서 보다 넓은 입력전압범위까지 출력전압제어를 할 수 있지만, 병렬인덕터 (L_2)에 흐르는 무부하 순환 전류가 1차측으로 Reflect되어 많이 흐름을 볼 수 있다.

이에 따라 그림 7의 입력전압 변화와 부하 변화에 대한 효율특성에서 볼 수 있는 바와 같이 병렬인덕터 (L_2) 값이 작은 경우(433 μ H) 특히 낮은 입력전압 (22V, 25VDC)에서 그리고 경부하시(50~250W) 효율특성이 두드러지게 낮아짐을 볼 수 있다. 따라서 요구된 입력전압 범위 및 부하조건, 스위칭주파수 동작범위 및 효율조건 등을 고려하여 A와 Q값을 설계 적용해야 한다. 그림 8은 제안한 2차측 LLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터에 대한 시제품사진이다.



(a) $A=0.06$, $V_{in}=22V$ 인 경우

(b) $A=0.06$, $V_{in}=25V$ 인 경우

(c) $A=0.06$, $V_{in}=28V$ 인 경우

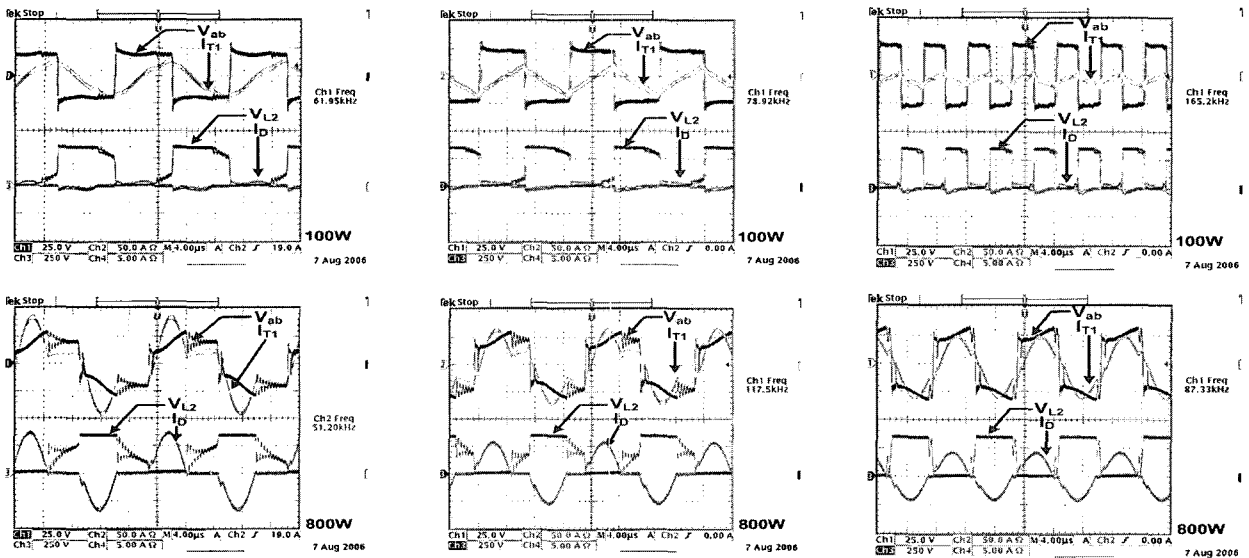
(25V/div., 50A/div., 250V/div., 5A/div., 4us/div)

(50V/div., 50A/div., 500V/div., 10A/div., 4us/div)

(50V/div., 50A/div., 500V/div., 10A/div., 4us/div)

그림 5 병렬인덕터(L_2) 값 544 μH 적용시 SLLC 직렬공진컨버터의 1차측 전압(V_{ab})과 전류(I_{T1}) 및 2차측 부하전류(I_D)와 병렬 인덕터 전압 (V_{L2}) 실험파형

Fig. 5 The experimental waveforms of the terminal voltage(V_{ab}) and current(I_{T1}) in the primary of the SLLC series resonant converter using the parallel inductor ($L_2 = 544 \mu H$)



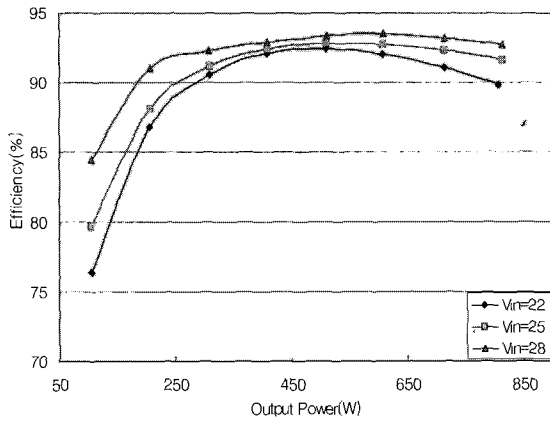
(d) $V_{in}=22$, $A=0.07$ 일 경우

(e) $V_{in}=25$, $A=0.07$ 일 경우

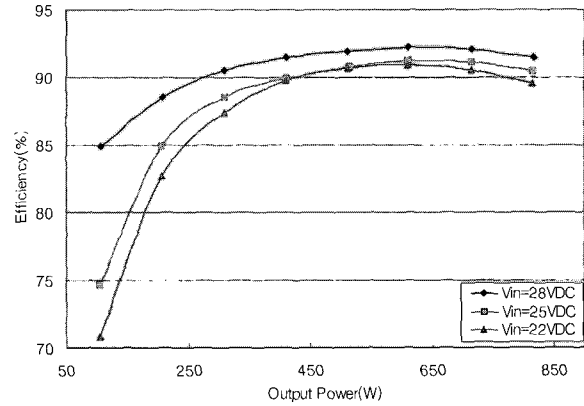
(f) $V_{in}=28$, $A=0.07$ 일 경우

그림 6 병렬인덕터(L_2) 값 433 μH 적용시 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터의 1차측 전압(V_{ab})과 전류(I_{T1}) 및 2차측 부하전류(I_D)와 병렬인덕터 전압 (V_{L2}) 실험파형 (25V/div., 50A/div., 250V/div., 5A/div., 4us/div)

Fig. 6 The experimental waveforms of the terminal voltage(V_{ab}) and current(I_{T1}) in the primary of the SLLC series resonant converter using the parallel inductor ($L_2 = 433 \mu H$) (25V/div., 50A/div., 250V/div., 5A/div., 4us/div)



(a) A=0.06일 경우



(b) A=0.07일 경우

그림 7 입력전압과 부하 변화에 대한 제안된 SLLC 직렬공진컨버터 효율특성

Fig. 7 Efficiency characteristics of the proposed SLLC series resonant converter on the change of input voltage (V_{in}) and load

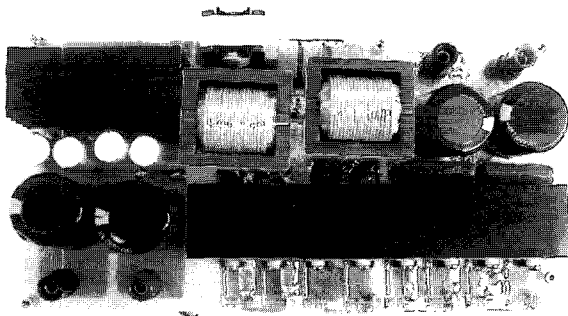


그림 8 제안된 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터 시제품 사진

Fig. 8 Prototype of the proposed SLLC series resonant converter for the boost DC/DC converter

5. 결 론

본 논문에서는 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터를 제안하였고, 컨버터에 대한 동작원리 및 전압이득 특성에 대해 이론적인 해석을 하였으며, 이 해석을 기본으로 800W급 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해 서술하였다. 실험 결과 제안한 SLLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터는 변압기 2차측에 공진요소를 사용하여 직렬공진컨버터의 크기 및 단가를 저감할 수 있었으며, 모든 부하 범위에 대해 주스위칭 소자가 소프트 스위칭을 이룰 수 있었

다. 또한 변압기 2차측 불연속 공진 전류에 의한 변압기 2차측 정류 다이오드의 역회복 손실을 줄일 수 있었으며, 넓은 입력전압 범위와 출력 부하변화에 대해서도 일정 출력전압으로 제어할 수 있었고, 모든 부하 범위에 대해 75~93%까지 높은 효율을 얻을 수 있었다.

이 논문은 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력 연구원(R-2005-B-117)의 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] Lai, J.S "A High-Performance V6 Converter for Fuel Cell Power Conditioning System" Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference , sept 2005, pp 624-630.
- [2] M. Schenck, K. Stanton, and J.S Lai, "Fuel Cell and Power Conditioning System Interactions", Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, Austin, TX, March 2005, pp.114-120
- [3] C.Liu, A.johnson and J.-S. Lai, "A Novel Three-Phase High Power Soft Switched DC/DC Converter for Low Voltage Fuel Cell Applications," Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, Feb 2004, pp.1365-1371.
- [4] Bo Yang, F.C Lee, A.J. Zhang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion", IEEE -

- APEC 2002, Vol. 2, pp.1108-1112, 2002.
- [5] Robert L. Steigerward, " A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans, Power Electronics, Vol.3, pp.174-182, 1988.
- [6] M.K Kazimierczuk, T. Nandakumar, "Class D voltage-switching inverter with tapped resonant inductor", IEEE Proceeding on Electric Power Applications, Vol. 140, pp.172-182, 1988.
- [7] 이현관, 김은수, 차인수, 이기식, 정봉근, 강성인, "변압기 2차측 LLC 직렬공진컨버터 적용 승압형 DC/DC 컨버터", 전기학회논문지, 55B권, 8호, pp.423-429, 2006. 8

구교수. 현재 동신대 수소에너지학과 교수. 당 학회 학술이사.



윤정필(尹柱必)

2001년 동신대 전기전자공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~2006년 모인에너지(주) 연구원. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 동 수소에너지학과 신·재생에너지

LAB 연구원.

저 자 소 개



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년 9월~현재 전주대 전기전자공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



강성인(姜聲仁)

1982년 11월 25일생. 현재 전주대 전기전자공학부 재학.



정봉근(丁烽根)

1982년 11월 25일생. 현재 전주대 전기전자공학부 재학.



차인수(車仁洙)

1959년 8월 6일생. 1982년 조선대 전기공학과 졸업. 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 조선대 대학원 전기공학과(제어계측) 졸업(공학박). 1997년 9월~1997년 11월 독일 Darmstadt 방문교수. 2000년 7월~2000년 8월 동경농공대 중견과학자 방문연