

두 개의 변압기를 이용한 전류불균형 개선 하프브리지 LLC 공진형 컨버터

유두희¹, 정강률^{1*}
¹순천향대학교 전자정보공학과

Current Unbalance Improved Half-bridge LLC Resonant Converter using the Two Transformers

Doo-Hee Yoo¹ and Gang-Youl Jeong^{1*}

¹Department of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University

요약 본 논문은 상이한 누설인덕턴스를 가진 두 개의 변압기를 이용하여 전류불균형을 개선한 하프브리지 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 변압기의 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 및 공진커패시턴스를 이용하여 공진하고, 넓은 부하영역을 가지며, 경부하에서도 영전압스위칭 조건을 만족한다. 직/병렬로 연결된 두 개의 변압기는 동작모드에 따라 변압기 또는 공진인덕턴스로써 교대로 동작하고, 변압기 2차측에는 누설인덕턴스를 이용하므로 별도의 출력 필터인덕턴스가 필요하지 않다. 또한 제안된 컨버터는 두 변압기의 상이한 누설인덕턴스와 하프브리지 스위치의 비대칭 펄스폭변조를 이용하여 2차측 정류다이오드의 전류불균형 문제를 개선한다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작원리를 모드별로 설명하고 프로토타입 컨버터의 설계 예를 제시한다. 제안된 컨버터의 우수한 성능을 입증하기 위하여 설계된 프로토타입의 회로파라미터로써 프로토타입 컨버터를 제작하고 실험하였다. 제안된 컨버터의 우수한 성능을 실험결과를 통하여 보인다.

Abstract This paper presents current unbalance improved half-bridge LLC resonant converter using the two transformers with different leakage inductances. The proposed converter resonates with the leakage inductance and magnetizing inductance of the transformer and the resonant capacitance. The converter operates in a wide load range and satisfies the zero voltage switching even under the light load. The series-parallel connected two transformers act as the transformers or the resonant inductances according to the operational modes, and the separate output filter inductance in the transformer secondary is not needed using the leakage inductance. The current unbalance of the secondary diode rectifier is improved using the different leakage inductances of the two transformers and the asymmetrical pulse-width modulation (PWM). In this paper, the operational principle of the converter is explained by the modes, and the design example for the prototype is also shown. To validate the performance of the converter, the prototype is implemented as the designed circuit parameters and the good performance of the proposed converter is shown through the experimental results

Key Words : Half-bridge, LLC resonant converter, Two transformer, Different leakage inductance, Asymmetrical PWM.

1. 서론

안정된 직류 전압을 공급하기 위하여 최근의 산업기기

들에는 스위칭 모드 컨버터들이 널리 이용되고 있다. 하드스위칭 기법을 이용하는 스위칭 컨버터들은 스위칭 소자들의 큰 스위칭 손실과 큰 부피 및 무게를 가지는 단점

본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술진흥원의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임.

*교신저자 : 정강률(gangyoul@sch.ac.kr)

접수일 10년 01월 11일

수정일 (1차 10년 01월 20일, 2차 10년 02월 09일)

계재확정일 10년 02월 24일

이 있다. 컨버터의 무게를 줄이기 위하여 공진셀에 근거한 고주파스위칭의 영전압스위칭(ZVS; Zero Voltage Switching)이나 영전류스위칭(ZCS; Zero Current Switching) 기법이 제안되었다[1],[2]. 액티브클램프 컨버터는 누설인덕턴스의 저장에너지를 흡수하고 스위칭 소자의 전압스트레스를 억제하기 위하여 제안되었다[3],[4]. [5]에서는 두 개의 변압기를 가진 포워드-플라이백 컨버터가 출력전류의 리플을 감소시키기 위하여 제안되었지만, 그 회로에서는 여전히 출력인덕턴스가 사용되었다. [6]에서는 전력반도체스위치의 ZVS를 달성하기 위하여 두 개의 변압기를 가진 비대칭 하프브리지 컨버터가 제안되었으나, 동작원리나 회로분석이 상세하게 주어지지 않았다. ZVS 풀브리지 컨버터는[7] 추가적인 회로 없이 스위치들의 게이트 신호의 시간 지연으로 스위치들의 소프트스위칭 동작이 가능하지만, 하프브리지 구조에 비해서 구조가 복잡하고 1차측의 4개의 스위치들의 제어와 드라이버 회로가 불가피하게 복잡한 단점이 있다. 그리고 또 하나의 단점은 ZVS를 위하여 큰 누설인덕턴스가 필요하다는 것이다.

주파수 변조를 이용한 직렬공진 컨버터와 병렬공진 컨버터가 제안되었다[8]-[10]. 직렬공진 컨버터는 공진요소인 인덕터와 캐패시터를 직렬로 연결하여 높은 효율을 얻을 수 있으나, 경부하 조건에서 부하 임피던스가 공진 임피던스보다 커서 출력전압 레귤레이션이 어려운 단점이 있다. 또한 적당한 부하 변동에 대해서도 출력전압을 레귤레이션하기 위하여 스위칭주파수의 광범위한 변화가 필요한 단점도 있다. 이것을 해결하기 위하여 병렬공진 컨버터가 제안되었다[10]. 그러나 병렬공진 컨버터는 순환에너지가 경부하시 효율을 저하시키는 단점이 있다.

이러한 단점들을 개선하기 위하여 하프브리지 LLC(인덕터-인덕터-캐패시터) 공진 컨버터가 제안 되었다. 하프브리지 LLC 공진 컨버터는 변압기 1차측에 분로(分路, shunt)인덕터를 연결하여 기존의 LC 직렬공진 컨버터의 구조를 변화시키고, 2차측에는 센터탭 구조의 다이오드 정류기를 가지는 컨버터이다. 하프브리지 LLC 공진 컨버터는 입력전압 조건에 거의 무관하게 ZVS와 ZCS를 달성하기 때문에 높은 주파수 영역에서도 스위칭 손실이 작아서 고효율이 가능하다. 또한 넓은 부하 영역에서 소프트스위칭이 가능하며 스위칭 주파수의 가변으로 출력전압을 다양하게 변화시켜 조정할 수 있는 장점을 가진다. 그러나 하프브리지 LLC 공진컨버터의 2차측 센터탭 구조 다이오드정류기는 단일 변압기의 2차측 권선을 센터탭으로 분리하여 이용하는데, 이 때 센터탭을 중심으로 한 각 권선에 불가피하게 구조적인 차이가 있어서, 각 권선의 누설인덕턴스에 차이가 발생하게 된다. 그러면 펄스

폭변조(PWM; Pulse-Width Modulation) 방식에 의하여 컨버터가 동작할 때 두 개의 정류다이오드 간의 전류불균형이 발생하여 각 다이오드의 전류스트레스가 다르게 되는 문제가 생긴다.

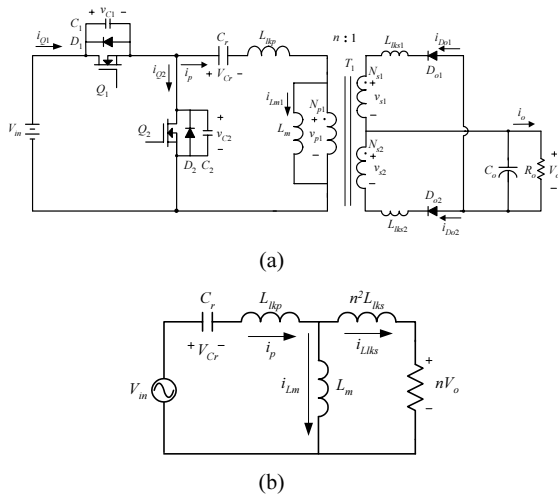
본 논문에서는 각기 다른 누설인덕턴스를 두 개의 변압기를 이용하여 전류불균형을 개선한 하프브리지 LLC 공진형 컨버터가 제안된다. 제안하는 컨버터는 컨버터 1차측의 하프브리지 구조의 스위치를 비대칭 PWM 방식으로 동작시킨다. 또한 비대칭 PWM과 변압기의 누설인덕턴스, 자화인덕턴스 및 공진캐패시턴스의 공진을 이용하여 전력반도체스위치들을 소프트스위칭으로 동작시킴으로써 스위치들의 전압스트레스를 감소시키고 효율을 향상한다.

제안된 컨버터에 이용된 두 개의 변압기는 한 스위칭 주기 동안 변압기 또는 공진인덕턴스의 역할을 번갈아 수행한다. 이렇게 하여 출력 필터 인덕턴스는 생략된다. 제안된 컨버터는 비대칭 PWM과 새로운 변압기 권선방법에 의한 상이한 누설인덕턴스를 이용하여 2차측 정류다이오드의 전류불균형 문제를 개선한다. 본 논문은 컨버터의 동작원리를 모드로 설명하고 프로토타입 컨버터의 설계예를 제시한다. 프로토타입 컨버터의 전력용량은 280W이며 실험을 통하여 제안된 컨버터의 특성을 입증한다.

2. 하프브리지 LLC 공진형 컨버터의 전류불균형 현상 분석

기존의 전통적인 하프브리지 LLC 공진형 컨버터는 2차측 권선이 센터탭 구조인 변압기를 이용하고 재료비 절감을 위하여 공진인덕턴스를 변압기의 누설인덕턴스로 대체하는 방법을 많이 사용한다. 이 방법은 변압기 외에 추가적인 인덕턴스가 필요하지 않은 장점이 있으나, 변압기 제작 시 누설인덕턴스를 효과적으로 관리하기 어려운 문제가 있다. 특히 컨버터의 고효율화와 재료비 절감을 위하여 변압기 2차측을 센터탭으로 설계할 경우 2개의 2차측 권선 간의 물리적 위치의 차이에 의하여 누설인덕턴스의 오차가 발생한다. 이 누설인덕턴스의 차이는 컨버터의 공진임피던스 적합성을 악화시켜 동작 파형의 왜곡과 이에 의한 소자 스트레스 증가 및 효율의 감소를 가져온다.

그림 1은 기존의 하프브리지 LLC 공진형 컨버터에서 변압기에 2차측 누설인덕턴스를 표시한 회로와 단순화된 등가회로를 보인다.



[그림 1] 센터탭 구조를 이용한 하프브리지 LLC 공진형 컨버터(a)와 단순화된 등가회로(b)

그림 1(b)에서 1차측 공진전류 i_p 는 다음과 같이 주어진다.

$$i_p(t) = I_{T0} \cos(\omega_r t) + \sqrt{\frac{C_r}{L_{kp} + n^2 L_{ks}}} \cdot \left[V_{in} - nV_o \left(1 - \frac{1}{L_m + n^2 L_{ks}} \right) - V_{CrT0} \right] \sin(\omega_r t) \quad (1)$$

여기서 $n=N_p/N_s$ 이며 N_s 는 N_{s1} 또는 N_{s2} 이고, L_{kp} 는 변압기 1차측 누설인덕턴스이다. 또한 $n^2 L_{ks}$ 는 2차측에서 1차측으로 반영된 누설인덕턴스이며, L_{ks} 는 L_{ks1} 또는 L_{ks2} 이다. 그리고 I_{T0} 와 V_{CrT0} 는 1차측 공진전류 i_p 와 공진캐패시턴스 전압 V_{Cr} 의 초기 값이며, 공진주파수 ω_r 은 다음과 같다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

여기서 L_r 은 동작모드에 따라 변압기 1차측 권선에서 각각의 2차측 권선 쪽으로 바라본 각 공진인덕턴스로써, 동작하는 2차 권선에 따라 $L_r = L_{kp1} + (L_m || n_1^2 L_{ks1})$ 또는 $L_r = L_{kp2} + (L_m || n_1^2 L_{ks2})$ 로 두 가지 경우가 가능하다.

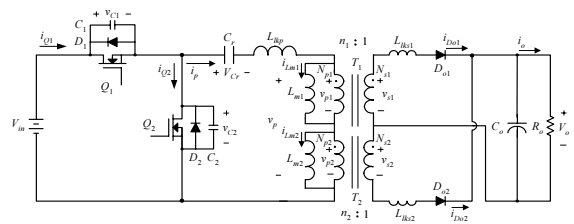
식 (1)에서 $n^2 L_{ks}$ 에는 센터탭 방식의 변압기 구조가 가지는 본질적인 문제로 인하여 전류가 흐르는 동작모드에 따라 각기 다른 누설인덕턴스 L_{ks1} 또는 L_{ks2} ($L_{ks1} \neq L_{ks2}$)가 적용된다. 따라서 이로 인하여 1차측 공진전류의 크기가 서로 다르게 흐를 수 밖에 없음을 알 수 있다.

이와 같은 불균형 현상을 줄이기 위해 [11],[12]와 같

이 권선방법에 따른 물리적 변형만으로 전류불균형을 줄이는 방법과 2차측 전류를 검출하고 마이크로프로세서를 이용해 1차측 스위치들의 듀티비를 능동적으로 제어하며 전류불균형을 줄이는 방법이 제안되었다. 그러나 이와 같은 방법은 변압기 구현이 복잡하고 제작비용 면에서 단점을 가진다.

3. 제안된 컨버터의 동작원리

그림 2는 전류불균형 개선 하프브리지 LLC 공진형 컨버터의 회로도들을 보인다. 전력반도체스위치 MOSFET Q_1 과 Q_2 는 비대칭 PWM 방식으로 동작되고 듀티비 D 는 스위치 Q_1 의 동작에 근거한다. 두 개의 변압기 T_1 과 T_2 는 각각 권선비 $n_1=N_{p1}/N_{p2}$, $n_2=N_{p2}/N_{s2}$, 자화인덕턴스 L_{m1} , L_{m2} , 1차측 누설인덕턴스 L_{lkp1} , L_{lkp2} (1차측 직렬합성 누설인덕턴스 $L_{lkp}=L_{lkp1}+L_{lkp2}$), 2차측 누설인덕턴스 L_{lks1} , L_{lks2} 를 가진 변압기로 모델링된다. 여기서 아래첨자의 숫자는 각각 T_1 과 T_2 의 해당 파라미터를 나타내고 N_p 와 N_s 는 각각 변압기 1차측과 2차측의 권선수이다. C_r 은 공진캐패시턴스이며, C_1 과 C_2 는 MOSFET Q_1 과 Q_2 의 기생캐패시턴스이고 D_1 과 D_2 는 Q_1 과 Q_2 의 바디다이오드이다. 제안된 컨버터는 직/병렬로 연결된 두 변압기가 스위칭 한주기 동안 1차측의 에너지를 2차측으로 전달하는 변압기와 공진인덕턴스의 역할을 교대로 수행하도록 하는 구조이다. 그림 3과 4는 각각 정상상태에서 하나의 스위칭 주기 동안의 컨버터의 여섯 개의 동작 모드를 보이고 주요부분의 이론적인 동작 파형을 보인다.



[그림 2] 상이한 누설인덕턴스를 가진 두 개의 변압기를 이용한 전류불균형 개선 하프브리지 LLC 공진형 컨버터

모드 1($t_0 \sim t_1$): 시간 $t=t_0$ 에서 스위치 Q_1 이 1차측 전류 i_p 의 방향이 바뀌기 전에 턴온되어 ZVS 동작을 만족한다. 2차측 D_{o1} 은 턴온 상태를 유지하며, 이 모드 끝에는 $i_{D_{o1}}$ 이 영(0)으로 감소한다. 변압기 T_1 은 1차측 전압을 2차측으로 전달한다. 그리고 변압기 T_2 의 L_{m2} 는 변압기 T_1 의 2차측에서 1차측으로 반영된 누설인덕턴스 $n_1^2 L_{lks1}$ 및 1차

측 직렬합성 누설인덕턴스 L_{lkp} 과 함께 공진인덕턴스 역할을 하며 공진커패시턴스 C_r 과 함께 공진한다. 자화인덕터 전류 i_{Lm1} 은 선형적으로 음(-)의 값에서 양(+)의 최대값까지 증가하고, 1차측 전류 i_p 는 정현파 모양으로 흐르게 되며 컨버터 1차측 전류 $i_p(=i_{Lm2})$, i_{Lm1} 과 전압 v_p 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_p = i_{Lm2} = i_p(t_0)\cos\omega_r(t-t_0) + \sqrt{\frac{C_r}{(L_{m2} + L_{lkp} + n_1^2 L_{ks1})}} \cdot \left[V_{in} - V_{Cr}(t_0) - n_1 V_o \left(1 - \frac{1}{(L_{m2} + n_1^2 L_{ks1})} \right) \right] \cdot \sin\omega_r(t-t_0) \quad (3)$$

$$i_{Lm1} = i_{Lm1}(t_0) + \frac{n_1(V_o + V_F)}{L_{m1}}(t-t_0) \quad (4)$$

$$v_p = V_{in} - V_{Cr}(t_0) - L_{lkp} \frac{di_p}{dt} \quad (5)$$

여기서 공진주파수 ω_r 은 $\omega_r = 1/\sqrt{L_{r1}C_r}$ 이고, $L_{r1} = L_{lkp} + (L_{m2} || n_1^2 L_{ks1})$ 은 이 모드에서 변압기 1차측에서 2차측으로 바라본 공진인덕턴스이다 그리고 V_F 는 2차측 정류다이오드의 전압강하이다.

모드 2($t_1 \sim t_2$): $t=t_1$ 에서 1차측 전류는 변압기 T_1 의 자화인덕턴스 전류와 변압기 T_2 의 자화인덕턴스 전류가 같아진다. 2차측 정류다이오드 D_{o1} 은 ZCS로 턴오프되어 전압스트레스와 역회복 손실을 최소화한다. 그리고 두 변압기의 2차측 전압이 출력전압보다 작게 되어 D_{o1} , D_{o2} 는 역바이어스 된다. 그래서 1차측 에너지는 2차측으로 전달되지 않고, 1차측 전류 i_p 는 두 변압기의 자화인덕턴스 L_{m1} 과 L_{m2} , 그리고 1차측 직렬합성 누설인덕턴스 L_{lkp} , 공진커패시턴스 C_r 을 통해 프리휠링(freewheeling) 한다.

모드 3($t_2 \sim t_3$): 스위치 Q_1 이 턴오프되고, 1차측 전류 i_p 는 순방향으로 계속 흐르며, 스위치 Q_1 , Q_2 의 기생캐패시턴스 C_1 , C_2 를 충/방전시킨 후에 스위치 Q_2 의 바디다이오드 D_2 를 통해 흐르게 된다. 자화전류 i_{Lm2} 는 선형적으로 감소하게 된다. 2차측 정류다이오드는 순방향 바이어스 되어 D_{o2} 는 턴온된다. 변압기 T_1 의 2차측 전압 v_{s1} 은 다음과 같이 클램프되어 인가된다.

$$v_{s1} = n_1(n_2 V_o - V_{Cr}) \quad (6)$$

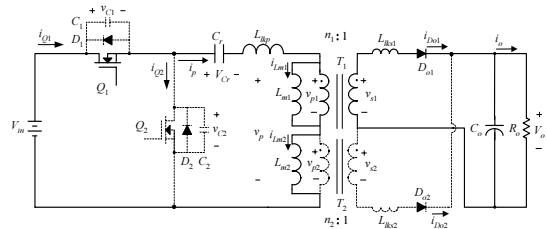
모드 4($t_3 \sim t_4$): $t=t_3$ 일 때 스위치 Q_2 가 ZVS로 턴온된다. 2차측 정류다이오드 D_{o2} 는 여전히 턴온된 상태이다. 변압기 T_2 의 L_{m2} 에 저장되어 있던 에너지는 2차측으로 전달되며 변압기 T_1 의 L_{m1} 과 L_{lkp} 및 2차측에서 1차측으로 반영된 누설인덕턴스 $n_2^2 L_{ks2}$ 는 함께 공진인덕턴스로 동작

한다. 자화전류 i_{Lm2} 는 양(+)의 값에서 음(-)의 값 최소값까지 선형적으로 감소하게 된다. 반면 1차측 전류 i_p 는 이 모드에서 방향이 바뀌게 되며, 정현파 모양으로 흐르게 된다. 이것은 L_{m1} , L_{lkp} , $n_2^2 L_{ks2}$, C_r 의 공진회로에 의해 공진하기 때문이며, 1차측 전류 $i_p(=i_{Lm1})$ 와 자화 전류 i_{Lm2} 는 다음과 같이 주어진다.

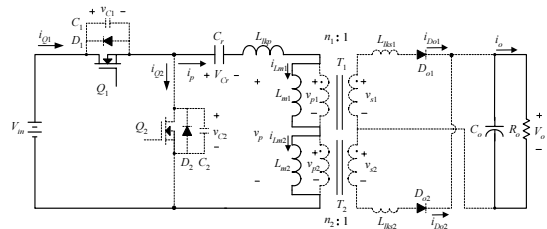
$$i_p = i_{Lm1} = i_p(t_3)\cos\omega_r(t-t_3) - \sqrt{\frac{C_r}{(L_{m1} + L_{lkp} + n_2^2 L_{ks2})}} \cdot \left[V_{Cr}(t_3) - n_2 V_o \left(1 - \frac{1}{(L_{m1} + n_2^2 L_{ks2})} \right) \right] \cdot \sin\omega_r(t-t_3) \quad (7)$$

$$i_{Lm2} = i_{Lm2}(t_3) - \frac{n_2(V_o + V_F)}{L_{m2}}(t-t_3) \quad (8)$$

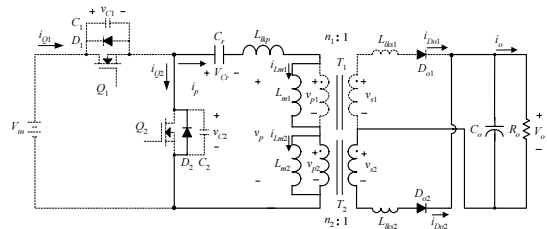
여기서 공진주파수 ω_r 은 $\omega_r = 1/\sqrt{L_{r2}C_r}$ 이고 $L_{r2} = L_{lkp} + (L_{m1} || n_2^2 L_{ks2})$ 은 이 모드에서 변압기 1차측에서 2차측으로 바라본 공진인덕턴스이다.



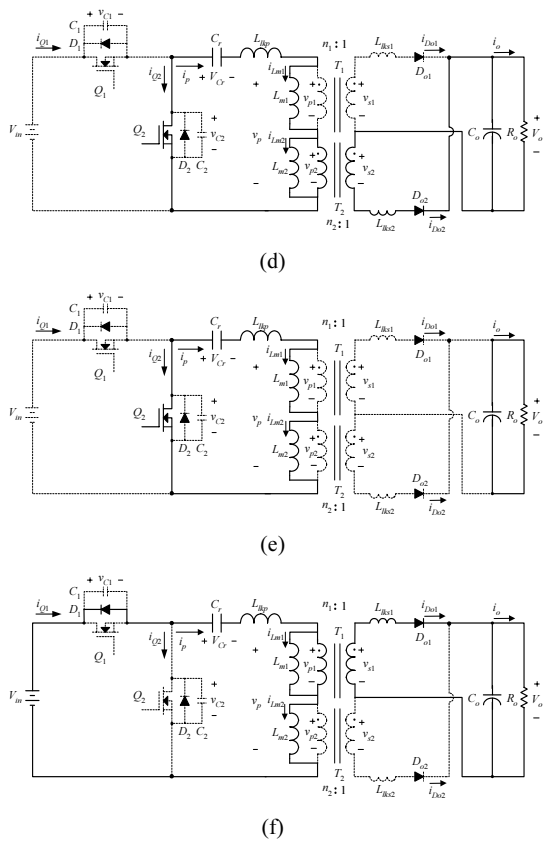
(a)



(b)



(c)

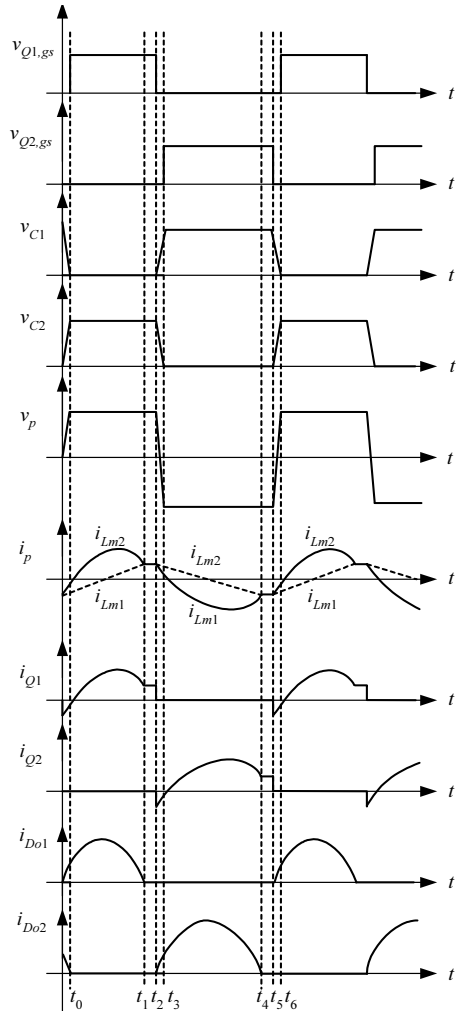


[그림 3] 제안된 하프브리지 LLC 공진형 컨버터의 6개 동작모드; (a) 모드 1($t_0 \sim t_1$), (b) 모드 2($t_1 \sim t_2$), (c) 모드 3($t_2 \sim t_3$), (d) 모드 4($t_3 \sim t_4$), (e) 모드 5($t_4 \sim t_5$), (f) 모드 6($t_5 \sim t_6$)

모드 5($t_4 \sim t_5$): 이 모드는 모드 2와 유사하다. $t=t_4$ 에서 2차측 정류다이오드 D_{o2} 로 흐르는 전류가 영(0)으로 감소하여 D_{o2} 는 턴오프되며, ZCS 동작을 이용하여 스위치의 역회복 문제를 해결한다. 두 변압기의 자화인덕턴스로 흐르는 전류 i_{Lm1} 과 i_{Lm2} 가 같아지게 된다. 따라서 1차측 에너지가 2차측으로 전달되지 않고 1차측 전류는 프리휠링하며, 2차측 정류다이오드 D_{o1} , D_{o2} 는 역바이어스되어 턴오프된다.

모드 6($t_5 \sim t_6$): $t=t_5$ 에서 스위치 Q_2 가 턴오프된다. 1차측 전류 i_p 는 짧은 시간 동안 스위치 Q_1 의 기생캐패시턴스 C_1 을 방전하고 스위치 Q_2 의 기생캐패시턴스 C_2 를 충전한다. 이것이 종료되면 1차측 전류 i_p 는 스위치 Q_1 의 바디다이오드 D_1 을 통하여 흐르게 된다. 1차측 전류 i_p 는 선형적으로 증가하게 되며, 변압기 T_1 을 통해 1차측 에너지가 2차측으로 전달되어 D_{o1} 은 순방향 바이어스 되면서 턴온되어 i_{Do1} 이 흐르게 된다. 스위치 Q_1 의 역병렬 다이오드 D_1 이 턴온되면 한 주기의 동작모드는 종료되며, 다시

다음 주기의 동작모드가 시작된다.



[그림 4] 제안된 하프브리지 LLC 공진형 컨버터의 이론적 동작파형

기존의 하프브리지 LLC 공진컨버터에서는 2절에서 설명한 바와 같이, 단일 변압기의 2차측의 센터탭으로 분리된 권선간의 불가피한 구조적인 누설인덕턴스 차이가 컨버터 동작의 반주기 마다 공진을 어긋나게 한다. 또한 이것은 각 출력 정류다이오드에 흐르는 전류의 크기도 달라지게 하고 때로 동작효율도 감소시킨다. 그러므로 제안된 컨버터는 각기 다른 누설인덕턴스를 가진 두 개의 변압기와 비대칭 PWM 기법을 이용하여 전류불균형을 다음과 같은 원리로 개선한다.

2차측 정류다이오드 전류 i_{Do1} 과 i_{Do2} 는 그림 3과 4에서 보듯이, 각각 컨버터 1차측 전류 i_p (3)과 (7)에 거의 의존

적이다. 그런데 컨버터 1차측에서 2차측으로 에너지를 전달하는 변압기는 각 모드에 따라 한 개씩 이용되므로, 이용되는 변압기에 따라 식 (3)과 (7)의 i_p 에서 $n_1^2 L_{lks1}$ 과 $n_2^2 L_{lks2}$ 가 선택 가능한 파라미터가 된다.

또한 제안된 컨버터는 고효율로 동작하기 위하여 비대칭 PWM 방식을 이용한다. 비대칭 PWM 방식이란 하프 브리지의 각 전력반도체스위치의 온듀티를 각각 D와 $\bar{D}=1-D$ 로 PWM 하는 것을 의미한다. 이것은 공진요소를 이용하는 하프브리지 컨버터 구조에서 소프트스위칭을 위해 필수적으로 사용하는 스위칭기법이다. 그러면 식 (3)과 (7)의 전압성분 중 공진캐패시턴스 전압 $V_{C1}(t_0)$ 와 $V_{C1}(t_3)$ 는 $V_{C1}(t_0)=V_{C1}(t_3)=DV_{in}$ 으로 근사화 될 수 있고, 따라서 각 전압성분은 D에 따라 각기 다른 값으로 조정되게 된다.

그러므로 제안된 컨버터에서는 D에 따라 컨버터 1차측에서 2차측으로 비대칭적으로 넘어가는 크기가 다른 각 전압에 대해, 각 크기(모드)에 따라 누설인덕턴스가 다르게 적용되도록 함으로써 각 정류다이오드 전류 i_{D1} 과 i_{D2} 가 균형을 이루도록 전압성분의 크기를 스케일링한다.

그런데 제안된 컨버터는 비대칭 PWM 방식에 의해 동작하기는 하나, 하프브리지 LLC 공진컨버터의 특성을 따라 D를 조정하여 출력전압을 제어하는 것이 아니라 주파수제어로 출력전압을 제어한다. D는 적당한 공칭값(nominal value)을 이용하고 일정 출력범위 내에서는 거의 일정한 값이 된다. 따라서 D가 출력전압 조정을 위해 거의 변하지 않기 때문에 또 다른 누설인덕턴스를 적용할 필요는 없다.

4. 제안된 컨버터의 설계예

이 절에서는 그림 2의 제안된 컨버터의 프로토타입 회로 설계예를 보인다. 앞에서 설명한 대로 누설인덕턴스가 각기 다른 두 변압기가 이용되며 입력전원은 출력전압이 직류 380V인 PFC 전단조정기(Power Factor Correction Preregulator)를 이용한다. 프로토타입의 스위칭주파수는 $f_s=85\sim 170\text{kHz}$ 이고 출력전력 사양은 280W이며 출력전압 사양은 15~35V의 가변 직류전압이다. 온듀티 D는 최대 출력전압일 때의 공칭듀티비로 설정하고 ($D=D_{nom}=0.45$) 각 변압기 권선비 $n(n=n_1=n_2)$ 을 다음과 같이 계산한다.

$$n = \frac{2D(1-D)V_{in}}{V_o} \approx \frac{V_{in}}{2V_o} \approx 5.4 \quad (9)$$

그리고 제안된 컨버터에서 사용한 변압기는 TDK사의 PQ3230($A_e=161\text{mm}^2$)으로 설정하여 변압기의 1차측 권선수는 다음과 같이 구한다.

$$N_p = \frac{V_{in}}{\Delta B_{max} \cdot f_s \cdot A_e} \quad (10)$$

$$= \frac{380}{0.35 \cdot (170 \cdot 10^3) \cdot (161 \cdot 10^{-6})} = 39.7T$$

여기서, ΔB_{max} 는 변압기의 최대자속밀도(Wb/m^2)이며, A_e 는 변압기의 단면적(mm^2)을 나타낸다. 그래서 식 (9)와 (10)를 이용하여 1차측 권선수는 40턴 그리고 2차측 권선수는 7턴으로 설정하였다.

제안된 컨버터의 하프브리지 스위치의 정격전압은 주어진 사양에서 직류전압 380V이며 스위치의 전류최대치는 3A이다. 따라서 하프브리지 전력반도체스위치는 STMicroelectronics사의 500V/12A급 상용 MOSFET STP12NM50FP를 선정하였다. 직병렬로 연결된 두 개의 변압기를 이용한 제안된 컨버터의 2차측 정류다이오드의 전압스트레스 V_D 는 다음과 같이 주어진다.

$$V_D = 2(V_o + V_F) \quad (11)$$

여기서 V_F 는 다이오드의 순방향 전압강하이다. 따라서 제안된 컨버터에서의 다이오드 정격전압은 약 70V이고, 다이오드의 정격전류는 최대 출력전류로 8A이다. 그래서 선정된 정류다이오드는 상용 다이오드로 200V/10A의 정격을 가진 Shindengen사의 D10LC20U이다.

전력반도체스위치 Q_1, Q_2 의 ZVS동작을 위한 데드타임은 스위치가 턴온되기 전 1차측 전류 i_p 가 스위치의 바디다이오드로 흐르는 시간으로 매우 짧은 시간이다. 다음 식을 이용하여 데드타임 $t_{deadtime}$ 을 구한다.

$$t_{deadtime} \geq \frac{2CV_{in}}{\min[i_p(t_1), |i_p(t_4)|]} \approx 16Cf_{s,max}L_m \approx 340\text{ns} \quad (12)$$

여기서 $C=C_1=C_2$ 는 앞에서 선정된 MOSFET의 출력캐패시턴스 값 250pF을 이용하였고 $L_m=L_{m1}=L_{m2}$ 은 각 변압기의 자화인덕턴스이다. 따라서 데드타임은 $t_{deadtime}=400\text{ns}$ 로 선정한다.

스위치 Q_1, Q_2 의 ZVS를 보장하기 위해서는 자화인덕턴스에 저장된 에너지가 기생캐패시턴스에 저장된 에너지보다 커야 한다. 이것은 각 변압기의 자화인덕턴스 L_{m1} 과 L_{m2} 에 저장된 에너지가 스위치 Q_1, Q_2 의 데드타임 동안 각각의 기생캐패시턴스를 효과적으로 충분히 충/방전시킬 때 ZVS 동작이 가능함을 의미한다. 자화인덕턴스

L_m 은 최대 스위칭 주파수를 170kHz로 설정하고 식 (13)을 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$L_m \leq \frac{T_s \cdot t_{deadtime}}{16C} \approx 580\mu H \quad (13)$$

컨버터의 2차측 정류다이오드의 전류균형은 각 다이오드의 전류피크치인 전류스트레스와 관계가 있다. 즉 다음의 미분방정식을 이용하여 모드 1과 4의 조건에서 각 정류다이오드의 전류 피크치가 일치되도록 하는 L_{lks1} 과 L_{lks2} 를 구하면 각 다이오드의 전류스트레스가 동일하게 되며 각 전류의 균형을 이루게 된다.

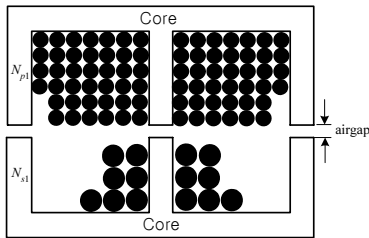
$$\frac{di_{Do1}}{dt} = \frac{di_{Do2}}{dt} \quad (14)$$

여기서 모드 1과 4에서의 2차측 정류다이오드 전류 i_{Do1} 과 i_{Do2} 는 그림 3과 4로부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{Do1} &= n_1(i_p - i_{Lm1}) \\ i_{Do2} &= n_2(i_p - i_{Lm2}) \end{aligned} \quad (15)$$

MATLAB을 이용하여 수치해석적으로 L_{lks1} 과 L_{lks2} 의 해를 구한다. 그래서 여러 해 중에서 프로토타입의

회로 조건을 만족하는 L_{lks1} 과 L_{lks2} 의 해를 각각 $L_{lks1}=3\mu H$ 과 $L_{lks2}=0.3\mu H$ 으로 선정한다.



【그림 5】 큰 누설인덕턴스를 얻기 위한 변압기 권선법

이상에서 계산된 권선수($n=n_1=n_2$)와 인덕턴스(L_{m1} , L_{m2} , L_{lks1} , L_{lks2})를 각각 두 개의 변압기에 구현하기 위하여 TDK사의 PQ3230 코어와 보빈에 적당한 공극(airgap)을 각각 삽입하여 권선하였다. 권선 후 측정된 각 변압기의 자화인덕턴스 및 각각의 누설인덕턴스는 각각 $L_m=L_{m1}=L_{m2}=500\mu H$, $L_{lks1}=5\mu H$, $L_{lks2}=0.5\mu H$ 였고 두 변압기의 1차측에서 2차측으로 바라본 공진인덕턴스 $L_r \approx L_{lkp1}+(L_m||n_1^2L_{lks1})$ 은 약 $L_r=100\mu H$ 였다.

같은 코어와 보빈 및 같은 권선수를 이용하면서도 각

기 다른 크기의 누설인덕턴스를 얻기 위하여, 둘 중 하나의 변압기는 통상적인 권선법을 적용하고 나머지 하나의 변압기는 그림 5와 같이 1차측 권선과 2차측 권선을 각각의 구역으로 나누어서 1차측 권선과 2차측 권선을 슬롯처럼 이격하여 감는 방법을 적용하였다. 또한 제안된 컨버터는 두 변압기가 교대로 전압전달 변압기와 인덕턴스 역할을 하므로 출력인덕턴스가 필요 없는 장점을 가진다.

공진인덕턴스와 자화인덕턴스와 함께 공진회로를 이루는 공진캐패시턴스는 다음과 같이 계산된다.

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot L_r} \approx 30nF \quad (16)$$

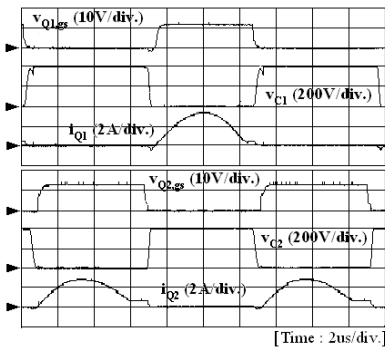
그래서 상용 캐패시턴스 값인 33nF을 C_r 값으로 정한다($C_r=33nF$). 표 1은 프로토타입 컨버터의 이상에서 선정된 회로파라미터들을 정리한 것이다.

【표 1】 프로토타입 컨버터의 선정된 회로파라미터들

파라미터	측정값
N_{p1} , N_{p2}	40T
N_{s1} , N_{s2}	7T
L_{m1} , L_{m2}	500 μ H
L_r	100 μ H
L_{lkp1}	20 μ H
L_{lkp2}	5 μ H
L_{lks1}	5 μ H
L_{lks2}	0.5 μ H
C_r	33nF
f_r	91kHz
$t_{deadtime}$	400ns
PWM 제어 IC	PHILIPS사 TEA1610
Q_1 , Q_2	STP12NM50FP, 500V/12A
D_{o1} , D_{o2}	D10LC20U, 200V/10A
T_1 , T_2	TDK사 PC44 PQ3230

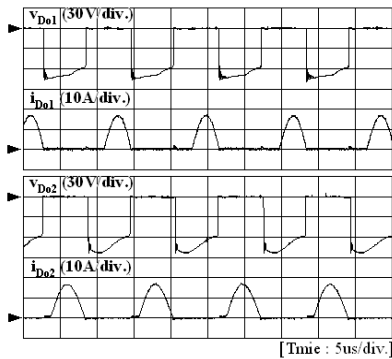
5. 실험결과

제안된 컨버터의 우수한 성능을 입증하기 위하여 4절에서 설계된 회로파라미터들로서 프로토타입 컨버터를 제작하고 다음과 같이 실험하였다.



[그림 6] 전부하 시 스위치 Q₁, Q₂의 게이트-소스 전압 ($v_{Q1,gs}$, $v_{Q2,gs}$)과 드레인-소스 전압(v_{C1} , v_{C2}) 및 스위칭전류(i_{Q1} , i_{Q2})의 실험파형

그림 6은 컨버터가 전부하와 출력전압이 최대 ($V_o=35V$)일 때 스위치 Q₁과 Q₂의 드레인-소스 전압과 게이트-소스 전압 및 스위칭 전류의 실험파형을 각각 보인다. i_{Q1} 과 i_{Q2} 가 Q₁, Q₂가 턴온 되기 전 잠시 동안 바디다이오드 D₁, D₂를 통해 역전류가 흐르는 것을 확인할 수 있으며, Q₁과 Q₂의 드레인-소스 전압이 영(0)전압 일 때 턴온/턴오프되는 것을 알 수 있다. 이것은 Q₁, Q₂가 ZVS로 스위칭하고 있음을 의미한다.



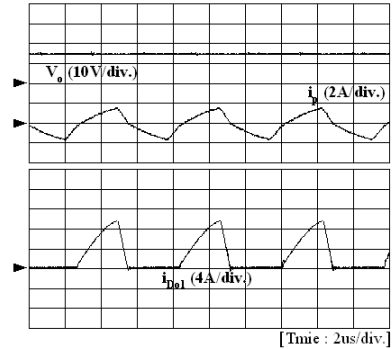
[그림 7] 2차측 정류다이오드 D₀₁과 D₀₂의 애노드-캐소드 전압(v_{Do1} , v_{Do2})과 전류(i_{Do1} , i_{Do2}) 실험파형 (전부하 시)

그림 7은 제안된 컨버터가 전부하일 때 2차측 정류다이오드 D₀₁과 D₀₂의 애노드-캐소드 전압 v_{Do1} , v_{Do2} 와 각각의 D₀₁, D₀₂로 흐르는 전류 i_{Do1} ,

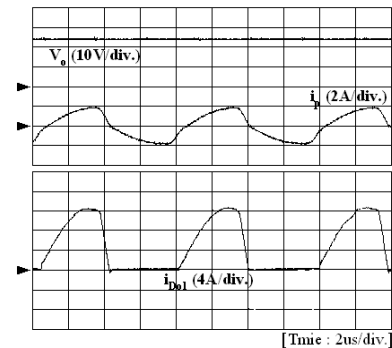
i_{Do2} 의 실험파형을 보인다. 컨버터는 i_{Do1} 과 i_{Do2} 가 영(0)일 때 다이오드가 스위칭하여 ZCS로 동작하였으며, i_{Do1} 과 i_{Do2} 의 피크값은 거의 같아서 각 다이오드의 전류스트레스는 동일하며 전류는 균형 있게 흘렀다. 그러므로 그림 6과 7을 통해 제안된 컨버터가 ZVS와 ZCS의 소프트 스위칭을 통하여 컨버터의 전력변환효율과 소자발열특성

이 개선되었음을 알 수 있다.

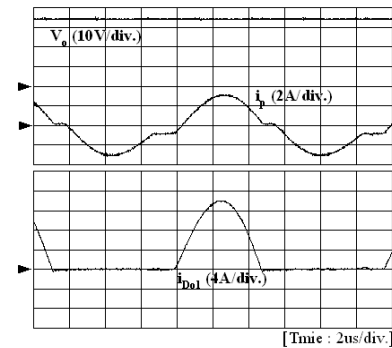
그림 8은 제안된 컨버터가 전부하 시 출력전압 조절에 따른 출력전압 V_o 와 1차측 전류 i_p , 2차측 정류다이오드 D₀₁의 전류 i_{Do1} 의 실험파형을 보인다. 그림 9는 출력전압 V_o 가 최대일 때 각 부하에 따른 스위치 Q₁의 전압 v_{C1} , 1차측 전류 i_p , 출력전압 V_o , 및 2차측 정류다이오드 D₀₂ 전류 i_{Do2} 의 실험파형을 보인다.



(a)

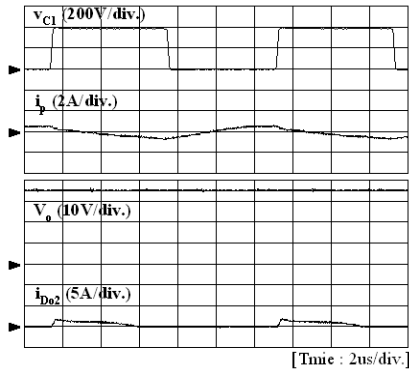


(b)

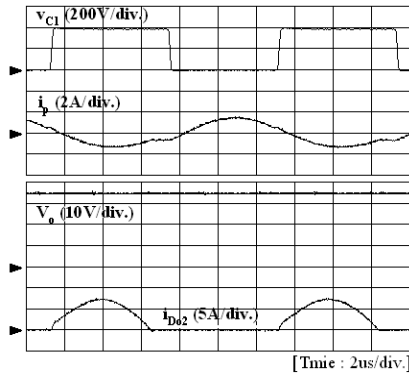


(c)

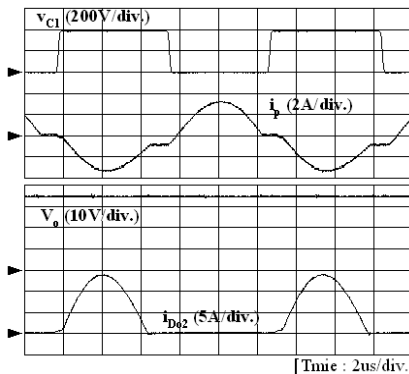
[그림 8] 전부하 시 출력전압 조절에 따른 출력전압 V_o 와 1차측 전류 i_p , 2차측 정류다이오드 D₀₁의 전류 i_{Do1} 의 실험파형: (a) $V_o=15V$, (b) $V_o=25V$, (c) $V_o=35V$



(a)

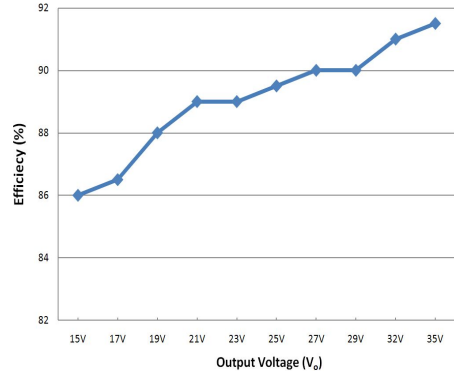


(b)

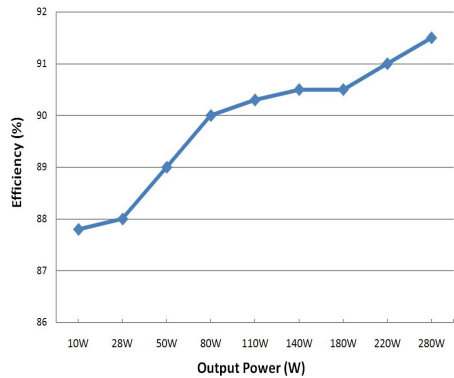


(c)

[그림 9] 각 부하에 따른 스위치 Q_1 의 드레인-소스 전압 v_{C1} , 1차측 전류 i_p , 출력전압 V_o 및 2차측 정류 다이오드 D_{o2} 전류 $i_{D_{o2}}$ 의 실험파형: (a) 28W, (b) 140W, (c) 280W



(a)



(b)

[그림 10] 제안된 컨버터의 출력전압(a)과 부하변동에 따른 효율(b)

그림 8과 9를 통하여 제안된 컨버터가 다양한 부하 조건과 출력전압 조정에도 우수하게 동작하는 하프브리지 LLC 공진형 컨버터임을 알 수 있다. 또한 그림 7과 함께 2차측 정류다이오드가 전 출력전압 범위와 각 동작부하 영역에서 양호하게 동작하고 있음도 알 수 있다.

그림 10은 출력전압과 부하의 변동에 따른 제안된 컨버터의 효율을 나타낸다. 그림 10(a)는 전부하에서 출력전압 변동 시의 효율을 나타내고, 그림 10(b)는 최대 출력전압 $V_o=35V$ 일 때 부하 변동 시의 효율을 나타낸 그래프이다. 이로써 제안된 컨버터는 출력전압 조정과 부하의 변동 하에서도 공진을 이용한 소프트스위칭 방식으로 높은 효율로 동작함을 알 수 있다.

6. 결론

본 논문에서는 상이한 누설인덕턴스를 가진 두 개의 변압기를 이용하여 전류불균형이 개선된 하프브리지

LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 1차 측의 하프브리지 스위치를 비대칭 PWM 방식으로 동작 시키고 이와 함께 공진캐패시턴스와 변압기의 자화인덕턴스 및 누설인덕턴스를 이용하여 소프트스위칭을 함으로써 스위치의 전압스트레스를 감소시키고 소자발열을 최소화하여 높은 전력변환효율을 가지도록 하였다. 제안된 컨버터의 두 변압기는 한 주기 동안 변압기 또는 공진 인덕턴스 역할을 번갈아 수행한다. 이렇게 하여 2차측 출력인덕턴스가 필요 없는 간단한 구조의 고밀도 전력시스템을 달성하였다. 또한 실험을 통하여 센터탭 구조인 2차측 정류다이오드간의 전류 불균형문제가 최소화된 것을 확인하였다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작원리를 수학적으로 해석하고 프로토타입 컨버터 설계 예를 제시하였다. 제안된 컨버터의 우수한 성능을 입증하기 위하여 프로토타입 컨버터를 제작하고 실험하였는데 프로토타입 컨버터는 최대 280W의 용량을 가지며, 효율은 전부하 최대출력전압에서 약 91.5% 정도이다.

참고문헌

- [1] M. M. Jovanovic, R. Farrington, and F. C. Lee, "Comparison of half-bridge off-line, ZCS-QRC and ZVS-MRC", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 26, no. 1, pp. 326-336, Jan. 1990.
- [2] S. Junming, S. Hamada, J. Yoshitsugu, G. Bin, and M. Nakaoka, "Zero voltage soft-commutation PWM DC-DC converter with saturable reactor switch-cascaded diode rectifier", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 45, no. 4, pp. 348-354, Apr. 1998.
- [3] B. S. Lim, H. J. Kim, and W. S. Chung, "A self-driven active clamp forward converter using the auxiliary winding of the power transformer", IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process., vol. 51, no. 10, pp. 549-551, Oct. 2005.
- [4] M. Mezaroba, D. C. Martins, and I. Barbi, "A ZVS PWM inverter with active voltage clamping using the reverse recovery energy of the diodes", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 52, no. 10, pp. 2219-2226, Oct. 2005.
- [5] Y. Kang, B. Choi, and W. Lim, "Analysis and design of a forward-flyback converter employing two transformers", in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., vol. 1, pp. 357-362, Jun. 2001.
- [6] Y. H. Leu and C. L. Chen, "Analysis and design of two-transformer asymmetrical half-bridge converter", in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., pp. 943-948, vol. 2, Jun. 2002.
- [7] G. Moschopoulos and P. Fain, "Single-stage ZVS PWM full-bridge converter", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 39, no. 4, pp. 1122-1133, 2003.
- [8] R. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.
- [9] V. Vorperian, S. Cuk, "A complete dc analysis of the series resonant converter", Proceedings of IEEE Power Electron. Specialists Conference, pp. 85-100, Jun, 1982.
- [10] S. Johnson and R. Erickson, "Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 1, pp. 93-104, Jan, 1988.
- [11] B. Yang, F. C. Lee, M. Concannon, "Over current protection methods for LLC resonant converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 605-609, 2003.
- [12] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant DC-DC converter", IEEE Trans. on Power Electron. vol. 20 pp. 781-789, Jul, 2005.

유 두 희(Doo-Hee Yoo)

[정회원]



- 2007년 2월 : 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
- 2009년 2월 : 순천향대학교 전기로봇공학과 (공학석사)
- 2009년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전기로봇공학과 박사과정

<관심분야>
공진형 전원장치

정 강 루(Gang-Youl Jeong)

[정회원]



- 1997년 2월 : 영남대학교 전기공학과 (공학사)
- 1999년 2월 : POSTECH 전자전기공학과 (공학석사)
- 2002년 8월 : POSTECH 전자전기공학과 (공학박사, 박사후 연구원)
- 2003년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전자정보공학과 부교수

<관심분야>

고급전원장치, 신재생에너지 전원장치, 전동기제어