

# 전류 밸런싱 및 전압 클램핑이 가능한 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터

김건우<sup>1</sup>, 김문영<sup>1</sup>, 서강문<sup>1</sup>, 강정일<sup>2</sup>  
<sup>1</sup>삼성전자 VD 사업부, <sup>2</sup>삼성전자 DA 사업부

## Current-balancing and voltage-clamped center-tapped rectifier for LLC resonant converter

Keon-Woo Kim<sup>1</sup>, Moon-Young Kim<sup>1</sup>, Kang-Moon Seo<sup>1</sup>, Jeong-Il Kang<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Samsung Electronics Visual Display Business, <sup>2</sup>Samsung Electronics Digital Appliance Business

### ABSTRACT

본 논문에서는 전류 밸런싱 및 전압 클램핑이 가능한 새로운 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안하는 정류기 구조를 적용할 경우 변압기 2차측 권선의 누설 인덕터 크기와 무관하게 정류기 다이오드에 흐르는 전류가 동일해진다. 전류의 균등한 분포는 1차 스위치 및 정류기 다이오드의 신뢰성 및 수명을 향상시킨다. 또한 제안하는 정류기 구조의 정류기 다이오드에 걸리는 전압은 출력 전압의 2배만큼 클램핑된다. 따라서 기존 센터탭 정류기와 비교하여 순방향 전압 강하가 낮은 다이오드를 사용할 수 있어 높은 효율을 얻을 수 있다.

### 1. 서론

LLC 공진형 컨버터는 1차측 스위치의 영전압 스위칭 및 2차측 다이오드의 영전류 스위칭 동작이 가능하며 소자수가 적기 때문에 고효율, 고밀도 DC/DC 컨버터로 널리 사용되고 있다 [1]. LLC 공진형 컨버터는 1차, 2차측 사이의 전기적 절연을 위해 변압기를 사용하게 된다. 변압기의 1차, 2차측 권선 사이의 누설 자속에 의해 누설 인덕턴스가 생기게 되는데, 이는 LLC 공진형 컨버터의 동작에 악영향을 끼치게 된다. 특히 저전압 고전류 출력일 때 널리 사용되는 센터탭-정류기를 적용한 LLC 공진형 컨버터에 대해 정류기 다이오드 전압 스트레스 상승 및 전류 불균형 문제를 초래한다. 정류기 다이오드의 전압 스트레스는 변압기의 2차측 누설 인덕터와 정류기 다이오드의 기생 커패시터의 공진에 의해 결정되며 커진 전압 스트레스로 인해 좋은 특성의 다이오드를 사용할 수 없다 [2]. Taiwan-Tech 센터탭 정류기라고 불리는 구조를 적용할 시 전압 스트레스를 클램핑 할 수 있지만 해당 구조는 필요로 하는 다이오드 개수가 많고 SR 구동이 어렵기 때문에 저전압, 고전류 어플리케이션에 적용하기 적합하지 않다 [3]. 다른 문제점인 전류 불균형 문제의 경우 1차측 스위치와 정류기에 흐르는 전류가 달라짐에 따라 신뢰성 및 수명에 악영향을 끼친다.

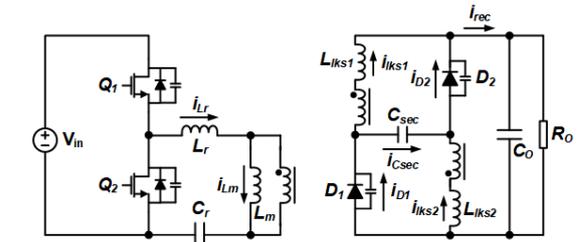


그림1 제안하는 전류 밸런싱, 전압 클램핑이 가능한 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터

본 논문에서는 앞선 문제점을 해결하기 위해 전류 밸런싱 및 전압 클램핑이 가능한 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안하는 회로는 그림 1에 나타난 것처럼 정류기 다이오드와 변압기 권선이 만나는 두 지점 사이에 커패시터  $C_{sec}$ 를 추가한 형태를 가진다. 제안하는 회로 구조는 정류기 다이오드의 전압 스트레스가 출력 전압의 2배로 고정되며 정류기 다이오드 및 1차측 스위치에 흐르는 전류가 균형을 이루는 장점을 가진다.

### 2. 제안하는 컨버터의 동작 원리

제안하는 LLC 공진형 컨버터는 동작 파형은 그림2에 나타나있다. 스위치  $Q_1$ 이 켜졌을 때는 다이오드  $D_1$ 에 흐르는 전류가  $L_{ks1}$ 과  $L_{ks2}$ 로 나뉘어 흐른다.  $L_{ks2}$ 가  $L_{ks1}$ 보다 더 작다고 가정했을 때  $i_{Lks1}$ 이  $i_{Lks2}$ 보다 더 많이 흐르게 된다. 스위치  $Q_2$ 가 켜졌을 때는 다이오드  $D_2$ 에 흐르는 전류가  $L_{ks1}$ 과  $L_{ks2}$ 로 나뉘어 흐르며,  $C_{sec}$ 로 인해  $i_{Lks1}$ 과  $i_{Lks2}$ 는  $0.5I_O$ 을 기준으로 대칭적으로 흐른다.

### 3. 제안하는 컨버터의 분석

#### 3.1 제안하는 컨버터의 전류 밸런싱 특성

기존 센터탭 정류기를 갖는 LLC 공진형 컨버터는 2차 누설 인덕턴스 차이로 인해 1차측 회로 및 정류기 다이오드에 흐르는 전류의 불균형 문제가 있다. LLC 공진 컨버터의 전압 이득은 FHA (Fundamental Harmonic Approximation) 방법으로 구할 수 있으며 [4], 2차 누설 인덕턴스가 다른 LLC 공진형 컨버터의 전압 이득을 그림

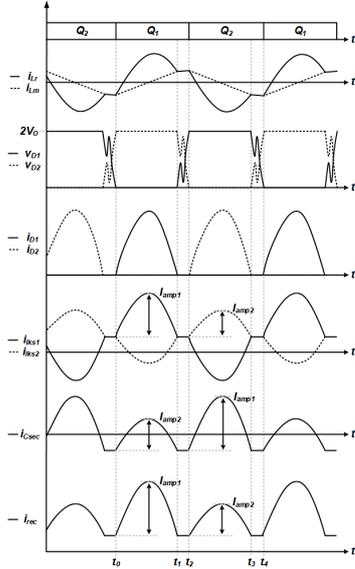


그림2 기존 및 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류 파.

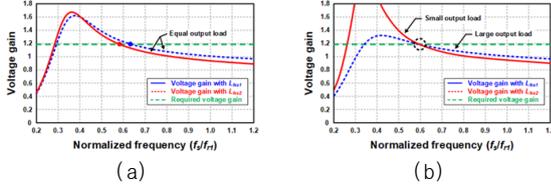


그림3 비대칭 2차 누설 인덕턴스를 갖는 LLC 공진형 컨버터의 전압 이득. (a) 정류기 다이오드 전류가 동일할 때 (b) 정류기 다이오드 전류가 비대칭일 때.

3에 나타내었다.  $Q_1$ 이 켜지면  $L_{ks1}$ 이 도통되고,  $Q_2$ 가 켜지면  $L_{ks2}$ 가 도통되기 때문에 1차 스위치의 스위칭 동작에 따라 전압 이득이 바뀌게 된다. 그림 3(a)와 같이  $L_{ks1}$ 과  $L_{ks2}$ 에 동일한 전류가 흐른다고 가정할 때의 전압 이득을 살펴보면, 필요한 전압 이득을 제어하기 위해 스위칭 주파수가 동일할 수 없다. 반면, 그림 3(b)와 같이 센터탭 정류기의 전류가 불균형하게 흐를 때 원하는 전압 이득으로 제어 가능하기 때문에 기존 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터가 전류 불균형 현상이 발생하게 된다.

제안하는 컨버터의 경우도  $i_{ks1}$ 과  $i_{ks2}$ 의 진폭은 기존 센터탭 정류기와 동일한 이유로 인해 다르다. 하지만 앞서 설명한 것처럼  $i_{ks1}$ 과  $i_{ks2}$ 가 각각  $I_{amp1}$ 과  $I_{amp2}$ 의 진폭으로 대칭적인 전류 파형을 나타낸다. 정류기 다이오드에 흐르는 전류는  $i_{ks1}$ 과  $i_{ks2}$ 의 차이와 같기 때문에  $i_{D1}$ 과  $i_{D2}$ 의 진폭은  $I_{amp1} + I_{amp2}$ 로 동일하다. 따라서 제안하는 컨버터는 1차측 및 정류기 다이오드의 전류 밸런싱을 달성할 수 있다.

### 3.2 정류기 다이오드의 전압 스트레스

변압기 2차측에 걸리는 전압은 출력 전압과 동일하기 때문에  $C_{sec}$  양단에 걸리는 전압 또한 출력 전압과 동일하다.  $Q_1$ 이 턴온되어  $D_1$ 을 통해 파워링 전류가 흐를 때는 다이오드  $D_2$ 가 클램핑 다이오드로서 역할을 하고, 1차측 스위치  $Q_2$ 가 턴온되어  $D_2$ 를 통해 파워링 전류가 흐를 때는  $D_1$ 이 클램핑 다이오드로서 역할을 한다. 따라서 정류기 다이오드에 걸리는 전압은  $C_{sec}$ 와  $C_0$ 에 걸리는 전압의 합으로 결정되기 때문에 전압 스트레스는  $2V_0$ 로 고정되게 된다.

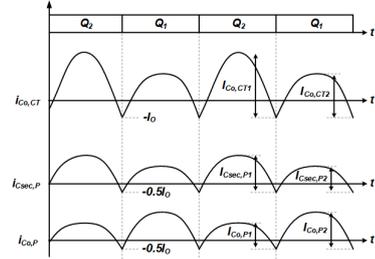


그림4 기존 및 제안하는 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류 파형.

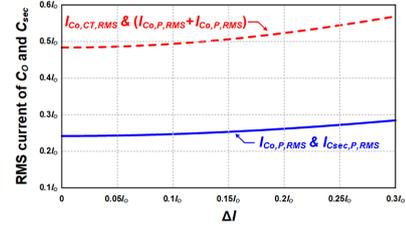


그림5  $\Delta I$ 에 따른 기존 및 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 RMS 전류.

### 3.3 출력 커패시터의 전류 스트레스

일반적으로 출력 커패시터를 위해 사용되는 전해 커패시터의 개수는 출력 커패시터에 흐르는 RMS 전류에 의해 결정된다. 그림 4는 스위칭 주파수가 공진 주파수와 동일할 때  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류를 나타낸다. 센터탭 정류기 기반 LLC 공진형 컨버터의 경우  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 켜졌을 때의 전류 피크 값이 각각  $I_{Co,CT1}$ 과  $I_{Co,CT2}$ 로 차이가 나는 것을 확인할 수 있으며 둘 사이의 관계식은 다음과 같다.

$$I_{Co,CT1} + I_{Co,CT2} = \pi I_0. \quad (1)$$

$I_{Co,CT1}$ 과  $I_{Co,CT2}$ 의 차이가  $2\Delta I$ 라고 했을 때  $I_{Co,CT1} = 0.5\pi I_0 + \Delta I$  and  $I_{Co,CT2} = 0.5\pi I_0 - \Delta I$ 를 만족한다. 따라서 센터탭 정류기 기반 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 에 흐르는 RMS 전류  $I_{Co,CT,RMS}$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$I_{Co,CT,RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} I_0^2 - I_0^2 + \Delta I^2\right)}. \quad (2)$$

제안하는 LLC 공진형 컨버터의 경우  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 스위칭 동작에 따라  $i_{ks1}$ 과  $i_{ks2}$ 의 AC 성분이 각각  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐른다. 앞서 설명했듯이  $i_{ks1}$ 과  $i_{ks2}$ 는  $0.5I_0$ 을 기준으로 대칭으로 흐르기 때문에  $Q_1$ 이 켜졌을 때  $C_0$ 에 흐르는 전류의 피크값인  $I_{Co,P1}$ 과  $Q_2$ 가 켜졌을 때  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류의 피크값인  $I_{Csec,P2}$ 가 동일하다. 또한  $Q_2$ 가 켜졌을 때  $C_0$ 에 흐르는 전류의 피크값인  $I_{Co,P2}$ 과  $Q_1$ 이 켜졌을 때  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류의 피크값인  $I_{Csec,P1}$ 이 동일하다.  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 전류의 관계식은 다음과 같다.

$$I_{Co,P2} = I_{Csec,P1} = \frac{\pi I_0}{4} + \frac{\Delta I}{2}, \quad (3)$$

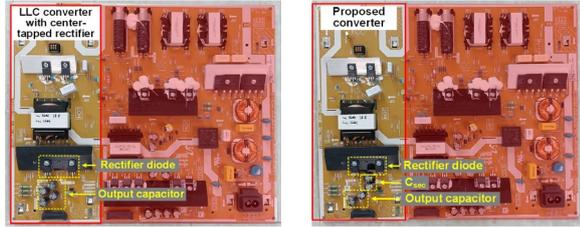
$$I_{Co,P1} = I_{Csec,P2} = \frac{\pi I_0}{4} - \frac{\Delta I}{2}, \quad (4)$$

$$I_{Co,P1} + I_{Co,P2} = I_{Csec,P1} + I_{Csec,P2} = \frac{\pi I_0}{2}. \quad (5)$$

따라서 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 RMS 전류는 다음과 같이 계산된다.

$$I_{Co,P,RMS} = I_{Csec,P,RMS} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} I_0^2 - I_0^2 + \Delta I^2\right)}. \quad (6)$$

식 2와 6를 바탕으로 기존 및 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 RMS 전류가 그림 5에



(a) (b)

그림 6 (a) 기존 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터. (b) 제안 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터.

나타나있다. 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 흐르는 RMS 전류는 기존 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 에 흐르는 RMS 전류의 절반인 것을 알 수 있다. 따라서 제안하는 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 의 총 부피는 기존 LLC 공진형 컨버터의  $C_0$  부피와 동일하게 설계 가능하다.

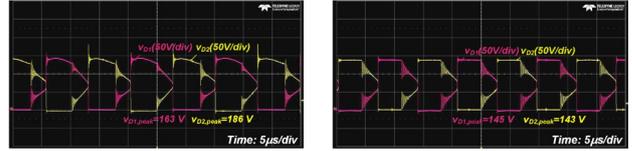
### 3. 제안하는 컨버터의 실험 결과

제안하는 컨버터의 성능 평가를 위해 하프-브리지 LLC 공진형 컨버터를 설계하였고 디자인 사양은 다음과 같다. 입력 전압=490 V, 출력=45~70 V (typ. 50 V), 4 A. 제안하는 컨버터와 비교하기 위해 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터를 사용했다. 기존 및 제안하는 컨버터의 프로토타입은 그림 6에 나타나있다.

그림 7는 정류기 다이오드의 전압 스트레스를 비교하기 위해 최대 출력 전압인 70 V에서의 동작 파형을 나타낸다. 제안하는 센터탭 정류기의 전압 스트레스는 140 V 근처에서 클램핑 되는 반면 기존 센터탭 정류기의 전압 스트레스는 186 V까지 증가하는 것을 확인할 수 있다. 다음으로 그림 8은 출력 전압이 50 V, 출력 전류가 4 A일 때 정류기 다이오드에 흐르는 전류를 나타내고 있다. 제안하는 센터탭 정류기는 두 개의 정류기 다이오드에 흐르는 전류의 피크 및 평균값이 거의 유사한 것을 볼 수 있는 반면 기존 센터탭 두 개의 정류기 다이오드에 흐르는 전류의 피크 및 평균값은 큰 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 2차측의 권선 중 낮은 기생 인덕턴스를 갖는 권선과 연결된 정류기 다이오드 쪽으로 더 큰 전류가 흐르게 된다. 그림 9는 출력 전압이 50 V일 때 기존 및 제안하는 컨버터의 측정된 효율을 나타낸다. 기존 LLC 공진형 컨버터는 300 V 전압 내압의 다이오드를 사용한 것에 비해 제안하는 컨버터는 200V 전압 내압의 다이오드를 사용하여 도통 손실이 감소하였기 때문에 효율이 개선되었다.

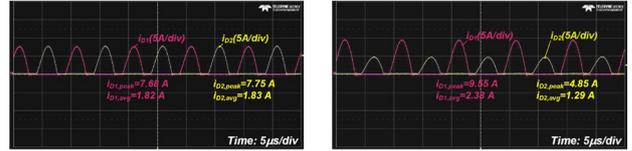
### 4. 결론

본 논문에서는 센터탭 정류기 기반의 LLC 공진형 컨버터를 위한 전압 클램핑 및 전류 밸런싱이 가능한 새로운 센터탭 정류기가 제안되었다. 제안하는 정류기 회로는 정류기 다이오드와 변압기 2차 권선의 점접 사이에 커패시터  $C_{sec}$ 가 추가된 형태를 가지며 다음과 같은 두가지 기능을 가진다: 1) 정류기 다이오드의 전압 스트레스가  $2V_{O}$ 으로 클램핑 된다. 2) 정류기 다이오드에 흐르는 전류가 균형을 이룬다. 또한  $C_0$ 와  $C_{sec}$ 에 전류가 나뉘어 흐르기 때문에 기존 센터탭 정류기 구조 대비하여 추가적인 커패시터를 필요로 하지 않는다. 제안하는 컨버터는 낮아진 전압 스트레스로 인해 정류기



(a) (b)

그림7 정류기 다이오드 전압 스트레스. (a) 기존 센터탭 정류기. (b) 제안하는 센터탭 정류기.



(a) (b)

그림8 정류기 다이오드 전류 스트레스. (a) 기존 센터탭 정류기. (b) 제안하는 센터탭 정류기.

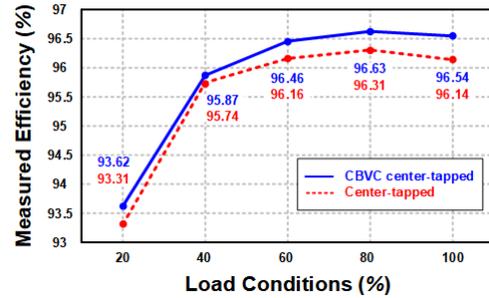


그림 9 기존 및 제안하는 컨버터의 측정 효율.

다이오드의 도통 손실을 줄일 수 있어 기존 LLC 공진형 컨버터보다 더 높은 효율을 갖는다. 결론적으로 제안하는 컨버터는 섹션 보빈을 사용하거나 보빈 높이가 낮은 슬림형 전원 장치와 같이 2차 누설 인덕턴스의 편차가 큰 어플리케이션에서 효과적으로 적용되어 효율을 높이고 컨버터의 신뢰성 및 수명을 향상시킬 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] J. Lee, J. Kim, J. Baek, J. Kim and G. Moon, "Resonant Capacitor On/Off Control of Half-Bridge LLC Converter for High-Efficiency Server Power Supply," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 9, pp. 5410-5415, Sept. 2016.
- [2] K. Park, B. Lee, G. Moon and M. Youn, "Analysis on Center-Tap Rectifier Voltage Oscillation of LLC Resonant Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 6, pp. 2684-2689, Jun. 2012.
- [3] C. Leu, P. Huang and W. Wang, "LLC converter with Taiwan Tech center-tapped rectifier (LLC-TCT) for solar power conversion applications," in Proc. 1st Int. Future Energy Electron. Conf., 2013, pp. 515-519.
- [4] R. Steigerwald, "A Comparison of half-bridge resonant converter topologies," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.