

부하 분담 기능을 갖는 LLC 공진형 컨버터

김태우, 박정찬, 유동현, 김준수, 문건우
한국과학기술원

LLC Resonant Converter With Natural Current Sharing

Taewoo Kim, Jeongchan Park, Donghyeon Yu, Joonso Kim, Gun-Woo Moon
KAIST

ABSTRACT

병렬 컨버터 구조는 고효율과 고신뢰성이 요구되는 어플리케이션에서 널리 사용되고 있다. 하지만 LLC 공진형 컨버터들이 병렬로 사용될 경우, 소자의 톨러런스에 의해 비대칭 전류가 발생되게 된다. 따라서 일반적으로는 부하 분담을 위해 값비싼 전류 센서 및 복잡한 전류 제어가 사용된다. 본 연구에서는 전류 센서 및 복잡한 제어를 사용하지 않고 LLC 공진형 컨버터의 토폴로지를 변경하여 자연스럽게 부하 분담 기능을 가지는 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 낮은 커패시턴스를 가지는 커패시터와 2차 측 노드를 연결하여 간단히 구현된다. 커패시터는 전류 밸런서의 역할을 하며 소자의 톨러런스에 의한 전압 이득 차이를 보상해준다. 결과적으로 제안하는 컨버터는 추가적인 소자 없이 고성능의 부하 분담 기능을 가지며 도통 손실을 저감하여 높은 효율을 달성할 수 있다. 제안하는 컨버터의 효율성은 100 V / 20 A 2000 W의 프로토타입으로 실험 검증 되었다.

1. 서론

DC 배전, 태양광, 서버용 전원장치 등 전력 시스템의 용량이 증가함에 따라, 고효율과 고신뢰성을 달성하기 위해 병렬 컨버터 구조가 널리 사용되고 있다. 병렬 컨버터 구조는 각 컨버터가 전력 시스템의 전체 부하를 분담하며 그 결과로 소자에 흐르는 전류 스트레스와 도통 손실을 저감할 수 있다.

그림 1에서 보이는 것처럼 병렬 컨버터 구조는 동일한 입력 전압과 출력 전압을 가진다. 하지만 각 컨버터들의 전압 이득은 소자들의 톨러런스로 인해 서로 달라지게 되며, 동일한 입력 전압과 출력 전압을 가지기 위해 비대칭 전류가 발생되게 된다. 즉 그림 2와 같이, 높은 전압 이득을 가지는 LLC 공진형 컨버터 1은 더 큰 전류가 흐르게 되며, 낮은 전압 이득을 가지는 LLC 공진형 컨버터 2는 더 적은 전류가 흘러 결국 두 컨버터는 동일한 전압 이득을 가지게 된다. 따라서 하나의 컨버터에 극단적으로 큰 전류가 흐르게 되며 이는 소자들을 파손시키거나 도통 손실을 증가시키게 된다.

비대칭 전류 문제를 해결하기 위해 다양한 연구들이 진행되고 있다^{[1]-[2]}. 먼저 전류 센서를 추가하고 스위칭 주파수를 조절하여 부하 분담 기능을 수행하는 연구가 제안되었다^[1]. 해당 연구는 스위칭 주파수를 조절하여 소자의 톨러런스로 인한 전압 이득 차이를 보상해줄 수 있다. 하지만 값비싼 전류 센서를

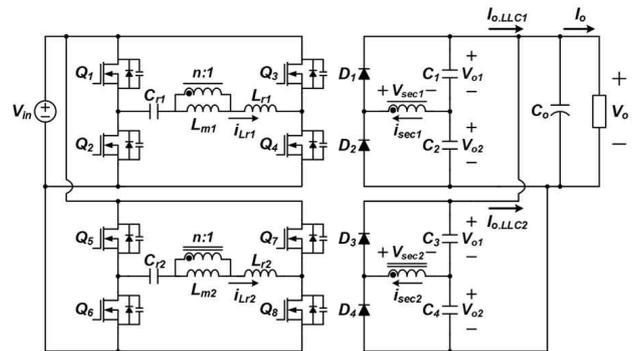


그림 1 기존 공진형 LLC 컨버터 병렬 구조

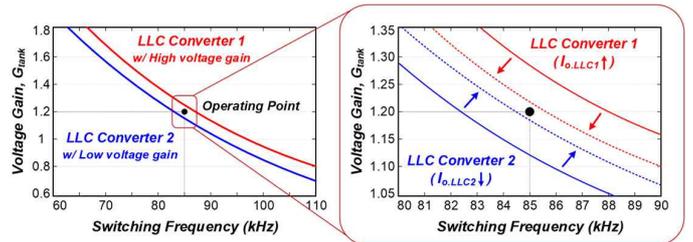


그림 2 비대칭 전류 발생 원인

필요로 하며, 복잡한 전류 제어를 추가해야 한다는 단점을 가진다. 값비싼 전류 센서와 복잡한 전류 제어 문제를 해결하기 위해 컨버터 토폴로지의 특성을 이용하여 부하 분담 기능을 수행하는 연구가 제안되었다^[2]. 해당 연구는 1차 측 공진 커패시터를 연결하여 회로 임피던스를 변경시킨다. 따라서 기존 구조를 활용하여 간단히 부하 분담 기능을 구현할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 1차 측 인버터단이 하프브리지 구조에서만 사용될 수 있으며 부하 분담 오차가 상대적으로 크다는 단점을 가진다.

본 논문에서는 그림 3에서 보이는 것처럼, 낮은 커패시턴스를 가지는 커패시터와 2차 측 노드를 연결하여 고성능의 부하 분담 기능을 가지는 새로운 컨버터를 제안한다. 낮은 커패시턴스를 가지는 커패시터는 각 컨버터의 전압 이득 차이만큼 자연스럽게 충방전 되며 비대칭 전류 없이 각 컨버터의 전압 이득을 유지하게 한다. 기존 연구들과 비교하였을 때, 제안하는 컨버터는 추가적인 소자 없이 간단히 구현되며, 동시에 고성능의 부하 분담 기능을 가질 수 있다는 장점이 있다.

2. 제안하는 컨버터 분석

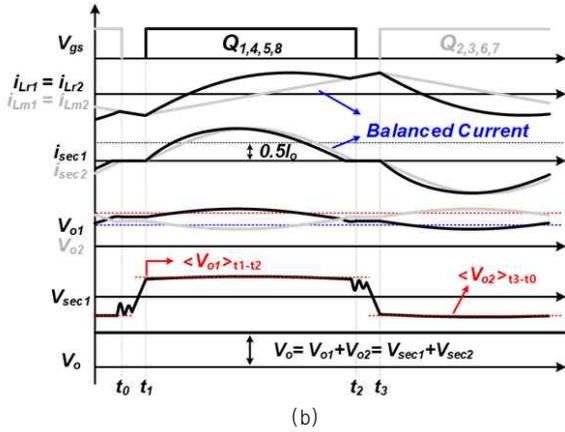
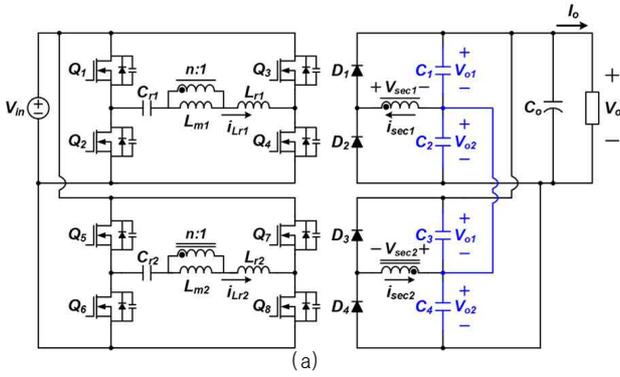


그림 3 제안하는 컨버터 (a) 회로도 (b) 파형

그림 4는 제안하는 컨버터의 핵심 개념을 나타낸다. 제안하는 컨버터는 낮은 커패시턴스를 가지는 커패시터를 통해 서로 다른 출력 전압 V_{sec1} 과 V_{sec2} 를 가질 수 있다. 그러므로 각 컨버터는 서로 다른 전압 이득을 가질 수 있으며 자연스럽게 부하 분담 기능이 구현되게 된다.

제안하는 컨버터의 부하 분담 오차는 LLC 공진형 컨버터의 FHA 모델을 기반으로 분석된다. 이론적인 분석을 위해 LLC 공진형 컨버터 2의 공진 소자들은 LLC 공진형 컨버터 1에 비해 10%의 톨러런스를 가진다라고 가정한다.

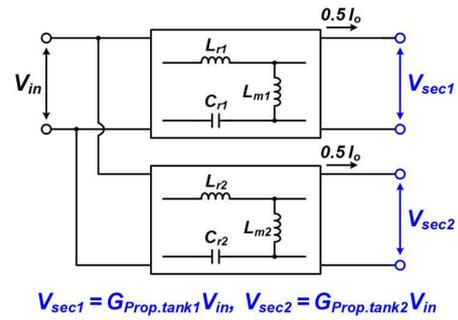
- Situation 1 : $C_{r2} = 1.1C_{r1}, L_{r2} = 1.1L_{r1}, L_{m2} = 1.1L_{m1}$
- Situation 2 : $C_{r2} = 1.1C_{r1}, L_{r2} = 1.1L_{r1}, L_{m2} = 0.9L_{m1}$
- Situation 3 : $C_{r2} = 1.1C_{r1}, L_{r2} = 0.9L_{r1}, L_{m2} = 1.1L_{m1}$
- Situation 4 : $C_{r2} = 0.9C_{r1}, L_{r2} = 1.1L_{r1}, L_{m2} = 1.1L_{m1}$

$$\begin{cases} V_{sec1} = \frac{R_{uc1}/sL_{m1}}{R_{uc1}/sL_{m1} + sL_{r1} + 1/sC_{r1}} V_{in} \\ V_{sec2} = \frac{R_{uc2}/s(cL_{m1})}{R_{uc2}/s(cL_{m1}) + s(bL_{r1}) + 1/s(aC_{r1})} V_{in} \end{cases} \quad (2)$$

그림 5(a)는 제안하는 컨버터의 반주기 동안 2차 측 등가 회로를 나타낸다. 비대칭 전류는 낮은 커패시턴스를 갖는 커패시터로 흘러 각 컨버터의 전압 이득만큼 커패시터를 충전시킨다. 따라서 그림 5(b)와 같이 V_{sec1} 과 V_{sec2} 는 서로 다른 전압을 가지게 된다. 부하 분담 오차에 대한 자세한 수식은 아래와 같다.

$$\Delta(i_{sec2} - i_{sec1}) = 2(C_1 + C_2)(V_{sec1} - V_{sec2}) = 2(C_2 + C_4)(V_{sec1} - V_{sec2}) \quad (3)$$

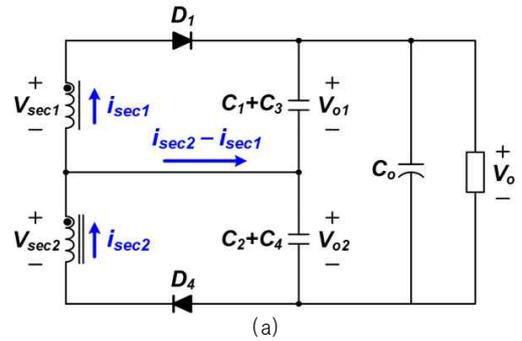
$$V_o = (V_{sec1} + V_{sec2}) \quad (4)$$



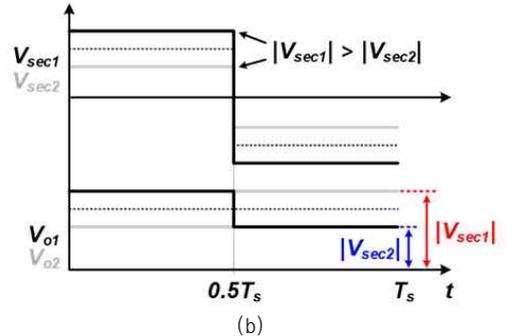
$$V_{sec1} = G_{Prop.tank1} V_{in} \quad V_{sec2} = G_{Prop.tank2} V_{in}$$

$$\therefore G_{Prop.tank1} \neq G_{Prop.tank2}$$

그림 4 제안하는 컨버터 핵심 개념



(a)



(b)

그림 5 부하 분담 원리 (a) 반주기 등가 회로 (b) 핵심 파형

부하 분담 오차는 아래와 같이 정의하며, (1)-(4) 수식과 표 1을 대입하여 부하 분담 오차를 구할 수 있다.

$$\sigma_{out} = \frac{\Delta(i_{sec2} - i_{sec1})}{I_o} \quad (5)$$

결과적으로 Situation2가 가장 큰 부하 분담 오차를 가지며 입력전압이 클수록, 부하가 낮을수록 부하 분담 오차가 커지게 된다. 제안하는 컨버터의 부하 분담 오차는 (3)번 수식에서 보이는 것처럼 커패시턴스에 비례한다. 따라서 낮은 커패시턴스를 가지는 커패시터를 통해 고성능의 부하 분담 기능을 가질 수 있다.

3. 실험 결과

제안하는 컨버터의 효율성을 검증하기 위해, 입력 전압 200~400 V, 공진 주파수 100 kHz, 출력 전압 100 V, 전력 용량 2000 W의 프로토타입이 설계되었다. 컨버터의 공진 탱크들은 부하 분담 오차의 최악 조건으로 설계되었으며 자세한 소자 설계는 표 1과 같다. 제안하는 컨버터는 기존 컨버터와 대부분

표 1 프로토타입 회로의 설계 결과

	Conventional	Proposed
Primary switches	IPW60R099C6 (600V, 99mΩ)	
Secondary diodes	VF30150C (150V, 0.81 V_F)	
Resonant capacitor	Film capacitor Converter 1: $C_{r1} = 36$ nF Converter 2: $C_{r2} = 40$ nF (+11.1%)	
Resonant inductor	PQ32/30 (26 turns) Converter 1: $L_{r1} = 47.55$ uH Converter 2: $L_{r2} = 40$ uH (+9.2%)	
Transformer	PQ40/40 (40:5 turns) Converter 1: $L_{m1} = 156.21$ uH Converter 2: $L_{m2} = 143.6$ uH (-8.1%)	
Doubler capacitors	Film capacitor (40 uF)	Film capacitor (0.5 uF)

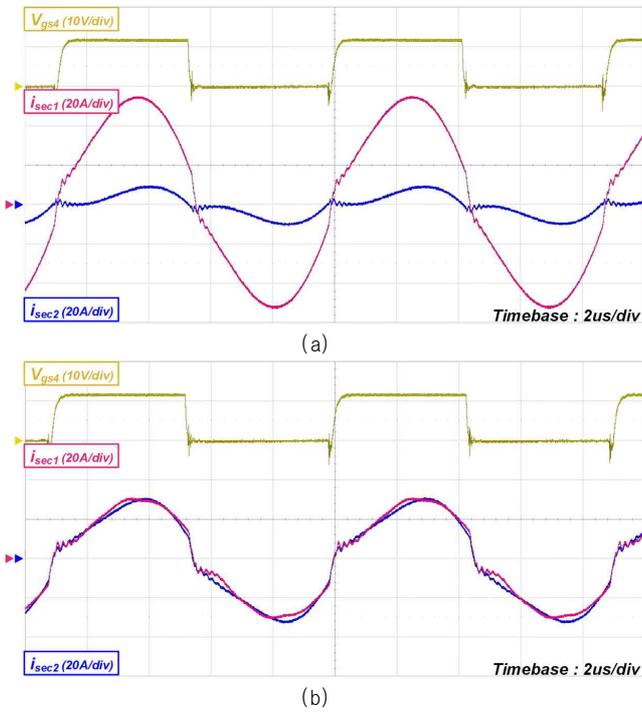


그림 6 100% 부하 실험 파형
(a) 기존 컨버터 (b) 제안하는 컨버터

표 2 전류 분담 오차

	100% load condition		
	i_{rms1} [A]	i_{rms2} [A]	σ [%]
Conventional	37.12	5.55	73.99
Proposed	21.2	21.4	0.47

동일한 소자들로 설계되었으며 더블러 커패시터만이 기존 컨버터보다 낮은 커패시턴스로 설계되었다.

그림 6은 100% 부하 조건에서의 실험 파형을 나타낸다. 그림 6(a)에서 보이는 것처럼, 기존 컨버터는 소자 톨러런스로 인한 전압 이득 차이로 인해 비대칭 전류가 발생된다. 따라서

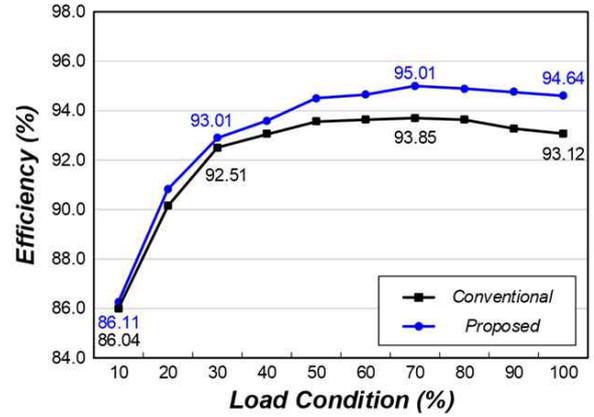


그림 7 효율 비교 그래프

LLC 공진형 컨버터 1에 극단적인 전류가 흐르게 되며, 도통 손실이 증가해 효율이 감소하게 된다. 제안하는 컨버터의 경우 그림 6(b)에서 보이는 것처럼, 낮은 커패시턴스 값을 갖는 커패시터가 소자 톨러런스로 인한 영향을 보상해주게 된다. 따라서 두 컨버터는 추가적인 소자 및 제어 없이 자연스럽게 부하가 분담되게 된다. 결과적으로 그림 7에서 보이는 것처럼, 제안하는 컨버터는 기존 컨버터와 동일한 소자를 사용하면서도 뛰어난 부하 분담을 달성할 수 있기 때문에 전 부하 범위에서 높은 효율을 달성할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 낮은 커패시턴스를 갖는 커패시터와 2차 측 연결을 통해 구현되는 새로운 LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터는 값비싼 전류 센서와 복잡한 전류 제어 없이 비대칭 전류 문제를 해결할 수 있었다. 제안하는 컨버터는 추가적인 소자를 필요로 하지 않으며 낮은 커패시턴스를 통해 뛰어난 전류 분담 기능을 구현할 수 있다. 또한, 기존 컨버터와 동작 주파수, 파형 등 거의 동일한 회로 특징을 가지기 때문에 복잡도를 증가시키지 않는다. 결과적으로 제안하는 컨버터는 기존 연구들에서 발생되었던 단점들을 대부분 개선하였다는 점에서 유의미한 결과를 갖는다. 2000 W의 프로토타입 실험을 통해 효용성이 검증되었으며, 0.47%의 작은 부하 분담 오차로 인해 높은 효율을 달성할 수 있었다. 따라서 제안하는 컨버터는 높은 전력 용량을 가지는 어플리케이션에서 적합한 컨버터라 말할 수 있다.

이 성과는 2023년도 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (2022R1A2B5B02001877)

참고 문헌

- [1] H. Figge, P. Ide, "Paralleling of LLC Resonant Converters Using Frequency Controlled Current Balancing," in *Proc. IEEE Conf. Annu. Power Electron. Specialist*, 2008, pp. 1080 - 1085.
- [2] H. Wang, Z. Yang, "Common Capacitor Multiphase LLC Converter With Passive Current Sharing Ability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 370-387, Jan. 2018.