

위상 천이 기법을 적용한 소프트 스위칭 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터

박무현, 백재일, 문건우
KAIST

Soft-switching Bridgeless Boost PFC Converter with Phase-shifting Control

Moo Hyun Park, Jae Il Baek and Gun Woo Moon
KAIST

ABSTRACT

본 논문에서는 대용량 전력 어플리케이션에 적합한 인터리브드 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터의 전입력전압 범위, 전부하에서 소프트 스위칭을 달성하여 높은 효율을 얻는 새로운 PFC 컨버터를 제안한다. 기존의 회로는 하드 스위칭에 의해 큰 스위칭 손실을 가져 효율이 낮을 뿐만 아니라 소자에 부담을 주어 높은 성능의 방열 시스템을 필요로 한다. 제안하는 컨버터는 하나의 인덕터가 추가되었으며, 위상 천이 기법을 통해 적절한 크기의 전류를 생성하여 소프트 스위칭을 달성하면서도 추가적인 손실을 최소화 한다. 따라서 전 부하에 걸쳐 높은 효율을 얻을 수 있다.

1. 서론

부스트 PFC 컨버터는 큰 전력 용량을 가지는 어플리케이션에서 높은 역률을 만족하기 위해 반드시 필요한 전력변환단이다. PFC 컨버터는 AC입력을 DC로 변환하여 링크 커패시터의 전압을 일정하게 유지하는 동시에, 높은 역률을 가지도록 입력 전류를 제어한다.

부스트 PFC 컨버터와 입력 전압 사이에는 정류를 위한 브리지 다이오드가 위치하며, 브리지 다이오드에서 큰 도통손실이 발생하여 기존의 구조에서는 높은 효율을 달성하는데 한계가 있다. 최근에는 브리지 다이오드가 없어 도통손실을 저감할 수 있는 브리지리스 부스트 PFC 컨버터가 많이 연구되고 있다. 그 중에서도 CM노이즈가 없고, 회로를 구성하는 소자 수가 적은 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터가 여러 곳에 적용되고 있다.^{[1],[2]}

또한 큰 전력 용량에서는 인터리브드 방식을 통해, 입력 전류의 리플을 줄여 작은 도통 손실과 작은 부피의 EMI 필터단을 가질 수 있다. 따라서 대용량 어플리케이션에서는 인터리브드 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터가 적합한 토폴로지 중 하나이다. 그러나 하드 스위칭으로 동작을 하기 때문에 큰 스위칭 손실을 가지며, 이는 고성능의 방열 시스템을 필요로 하여 시스템에 부담을 주게 된다. 기존에 스위칭 손실을 줄이기 위한 연구들이 있었지만, 추가적인 능동소자를 필요로 하거나, ZVS가 부분적으로 가능하다는 한계점이 있었다.^{[1],[2]}

본 논문에서는 기존 인터리브드 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터에 수동소자인 인덕터 하나를 추가하여 ZVS를 달성하는 회로와 제어기법을 제안한다. 전입력전압 범위와 전부

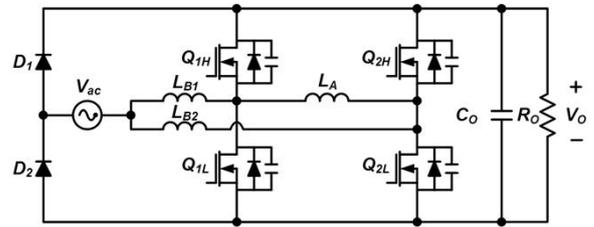


그림 1 제안하는 회로

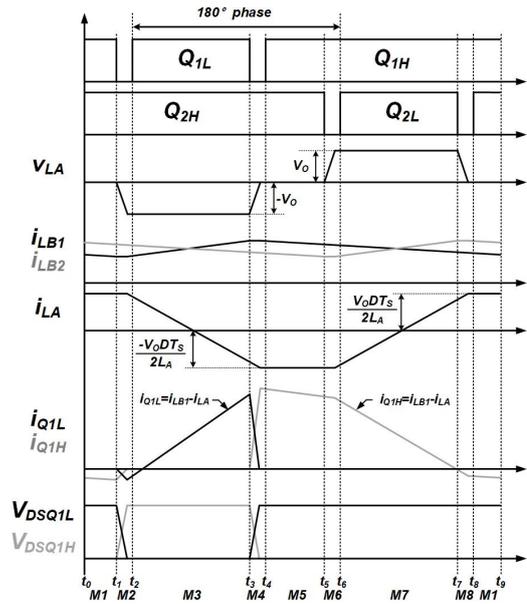


그림 2 주요 동작 파형

하에서 알맞은 크기의 전류를 추가 인덕터에 생성하여 ZVS를 달성하고 높은 효율을 얻을 수 있다. 제안하는 회로의 성능은 1.6kW (400V/4A)의 프로토타입을 통해 검증되었다.

2. 제안하는 회로

그림 1은 제안하는 회로를 나타내고 있으며, 인터리브드 토탈폴 브리지리스 부스트 PFC 컨버터를 기반으로 하여 인덕터 LA가 PFC 유닛 사이에 추가된 형태이다. 두 개의 PFC 유닛은 서로 동일한 소자들로 구성되어 있으며, 위상 차이를 가지고 동작한다.

출력전압을 V_O 라고 할 때, 켜지는 스위치에 따라 추가 인덕터의 전압은 $V_O, 0, V_O$ 중 하나가 되며, 전압에 따라 전류가 증감을 반복한다. 그리고 전류의 피크값이 ZVS에 도움을 준다.

그림 2는 주요 동작 파형을 나타내고 있다. 분석의 용이성을 위해 두 PFC 유닛이 양의 입력 전압이 인가된 상황에서 180도의 위상차이로 동작한다고 가정하였다. L_A 의 전류는 Q_{IL}, Q_{2H} 가 함께 켜져 있는 경우와 Q_{IH}, Q_{2L} 이 함께 켜져 있는 경우에 변화한다. 180도의 위상차에서 스위칭 주기를 T 라고 할 때, 시비율 D 가 0.5보다 작은 경우에는 DT 동안 전류가 변화하며, D 가 0.5보다 큰 경우에는 $(1-D)T$ 동안 전류가 변화한다. 그리고 그 피크값은 아래와 같다.

$$\begin{cases} I_{LA_peak} = \frac{V_O D T}{2L_A} & \text{if } D \leq 0.5 \\ I_{LA_peak} = \frac{V_O (1-D) T}{2L_A} & \text{if } D > 0.5 \end{cases} \quad (1)$$

아래는 D 가 0.5보다 작은 경우에 대한 모드 분석이다.

모드1 : 유닛 1, 2 모두 파워링 모드이며 두 부스트 인덕터의 전류가 모두 감소한다. L_A 에 인가되는 전압은 0이며, 전류가 양의 값으로 유지된다.

모드2 : Q_{IH} 가 꺼지고 Q_{IL} 에 전류가 흐르게 된다. L_A 에 흐르는 전류가 L_{BI} 에 흐르는 전류보다 크다면 Q_{IL} 의 기생 커패시터에 전압이 방전되고 바디 다이오드로 전류가 흐르게 된다.

모드3 : 기생 커패시터에 전압이 0인 상태로 Q_{IL} 이 켜지기 때문에 ZVS가 달성된다. 유닛 1은 빌드업 모드로 진입하며, L_A 에는 전압이 V_O 가 인가되고 전류가 감소한다.

모드4 : Q_{IL} 이 꺼지고 전류는 Q_{IH} 의 바디다이오드를 통해 흐르게 된다.

모드 1 4는 Q_{IL} 의 ZVS 과정을 나타내고 있으며, 모드 5 8은 Q_{2L} 의 ZVS 과정을 나타낸다. 유사성에 의해 본 논문에서는 생략되었다.

3. 위상천이 기법의 필요성

그림 3에서 D 는 PFC 컨버터의 CCM 시비율을 나타내었으며, D_O 는 180도 위상차에서 스위칭 주기 중 전류가 변화하는 시간에 대한 비율로, 앞서 언급했듯 D 가 0.5보다 작을 때는 D , D 가 0.5보다 클 때는 $1-D$ 의 값을 갖는다. 따라서 추가 인덕터 전류의 피크 값은 D_O 에 비례하게 증가한다. 따라서 그림 4와 같이 L_A 에 흐르는 전류는 붉은 선을 따라 생성되며, 모든 영역에서 ZVS를 할 수 있도록 L_A 의 값을 설계할 시, ZVS에 필요한 값보다 훨씬 큰 값을 가지는 영역이 생기게 된다. ZVS를 통해 스위칭 손실을 줄일 수 있지만, 이러한 과도한 값의 전류는 스위치의 도통손실을 증가시키고, L_A 의 도통손실과 코어손실을 크게 증가시킨다. L_A 에 생성되는 전류는 경부하에서도 매우 크기 때문에, 기존에 도통 손실이 작던 경부하에서 매우 큰 추가적인 손실을 발생시켜 효율이 크게 낮아지게 된다.

두 PFC 유닛 사이의 위상 차를 줄이면 L_A 의 전류가 변화하는 시간이 줄어들어 그 크기를 감소시킬 수 있다. 따라서 ZVS에 필요한 전류를 생성할 수 있을 만큼의 시간을 가질 수 있도록 위상 차이를 제어하면 ZVS를 달성함과 동시에 추가적으로 발생하는 도통 손실과 코어 손실을 최소화 할 수 있다. 자세한 내용은 4장에서 설명한다.

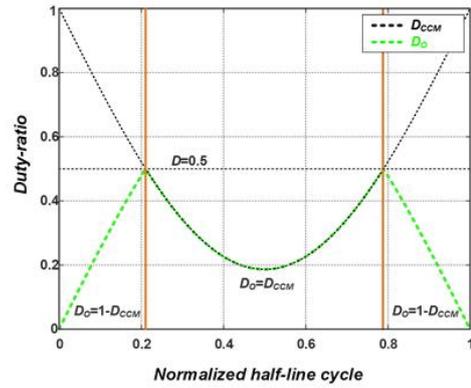


그림 3 라인 주기에 따른 D 와 D_O

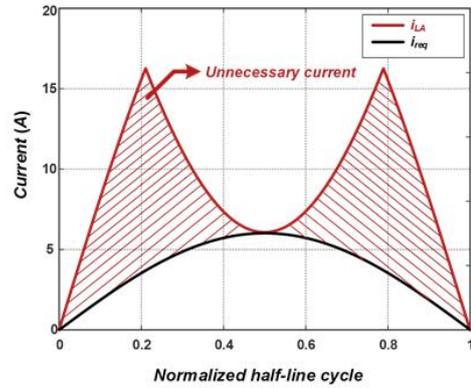


그림 4 라인 주기에 따른 추가 인덕터 전류와 ZVS에 필요한 전류값

4. 설계 및 제어

4.1 추가 인덕터 설계

L_A 를 제외한 다른 소자는 기존의 인터리브드 토렘폴 브리지 리스 부스트 PFC 컨버터와 동일하게 설계한다. L_A 는 값이 클수록 전류의 피크값이 작아지게 된다. 따라서 ZVS에 필요한 최대 전류 i_{req_max} 를 생성할 수 있는 값을 가져야 한다. ZVS에 필요한 전류가 가장 큰 경우는 최대부하에서 라인의 가운데 지점이며, 이때 최소 시비율 D_{min} 을 가진다. 따라서 $D_{min}T$ 동안 전류가 변화하여 i_{req_max} 를 가질 수 있는 L_A 값을 설계한다. 그 식은 아래와 같다.

$$L_A < \frac{V_O D_{min} T_S}{2i_{req_max}} \quad (2)$$

또한, 식 (2)를 만족하는 L_A 값 중 가장 큰 값을 사용해야, 추가적인 도통손실을 최소화 할 수 있다.

4.2 위상 천이 기법

L_A 에 흐르는 전류의 피크값을 줄이기 위해 위상차이를 180도에서 줄인다. 이를 위해 ZVS에 필요한 전류가 얼마인지, 그 전류를 가지기 위한 위상차이가 얼마인지에 대한 계산과 제어가 필요하다. n 번째 스위칭 주기에서 부스트 인덕터 전류가 전류의 중간값이 센싱될 때, 역계산을 통해 n 번째 스위칭 주기에서 ZVS에 필요한 전류 $i_{req}[n]$ 을 식 (3)으로 계산할 수 있다.

$$i_{req}[n] = i_{LB_sen}[n] - \frac{v_{ac}DT}{2L_B} \quad (3)$$

v_{ac} 는 그 순간의 입력전압이며, L_B 는 부스트 인덕터의 인덕턴스이다. $i_{LB_sen}[n]$ 은 n 번째 스위칭 주기에서 센싱된 부스트 인덕터 전류 값이다. 또한 위상차를 ϕ 라고 할 때, L_A 의 흐르는 전류의 양의 피크값 i_{LA_peak} 은 식(4)와 같다.

$$i_{LA_peak} = \frac{V_O\phi DT}{2L_B} \quad (4)$$

ZVS를 하기 위해서는 i_{LA_peak} 가 $i_{req}[n]$ 보다 커야 하므로 식 (3)과 식 (4)를 통해 식 (5)와 같은 결론을 얻을 수 있다.

$$\phi > \frac{2L_A}{V_O T} \left(i_{LB_sen}[n] - \frac{v_{ac}DT}{2L_B} \right) \quad (5)$$

식 (5)에서 구한 위상 차이를 매 스위칭 주기마다 적용하여 ZVS를 달성하는 동시에, 추가적인 손실을 최소화할 수 있다. 또한 식 (5)는 전류 정보와 입력 전압 정보를 모두 가지고 있어, 전입력전압 범위와 전부하에서 ZVS를 달성할 수 있다.

또한 DCM 구간에서는 턴온 스위칭 손실이 없기 때문에, L_A 의 전류를 만들지 않는다. 따라서 위상차를 0으로 제어하며, DCM 구간에서는 기존의 컨버터와 동등한 손실을 갖는다.

5. 실험 결과

제안된 회로의 성능을 검증하기 위해 1.6kW(400V/4A) 출력을 가지는 컨버터를 제작하였다. 표 1은 동작 특성 및 주요 구성 요소이다.

표 1. 회로 동작 특성 및 주요 구성 요소

입력 전압	230Vac
스위칭 주파수	200kHz
부스트 인덕터(L_{B1} , L_{B2})	PQ3230 (122 μ H)
스위치	GS66508T (650V, 30A, 50m Ω)
추가 인덕터(L_A)	PQ35I (50 μ H)

그림 5는 50% 부하에서의 파형이며, DCM 구간과 CCM 구간이 함께 있으며, DCM 구간에서는 추가 인덕터의 전류가 생성되지 않는다. 그림 6은 100% 부하에서의 파형이며, CCM 구간이 대부분이고 ZVS를 할 수 있도록 전류가 생성된다. 따라서 ZVS를 통해 높은 효율을 얻을 수 있다. 그림 7은 측정된 효율이며, 추가 인덕터 전류가 생성되지 않는 경부하에서는 동등한 효율을 가지며, 중부하로 갈수록 효율이 높아지는 효과를 보인다.

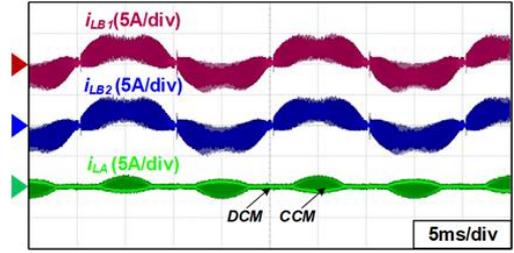


그림 5 50% 부하에서의 파형

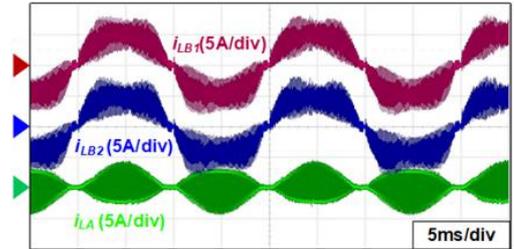


그림 6 100% 부하에서의 파형

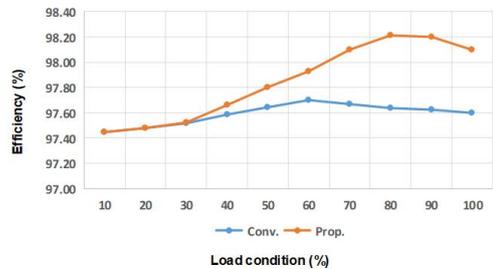


그림 7 측정 효율

6. 결론

본 논문에서는 전 영역에서 ZVS를 하여 스위칭 손실을 저감한 인터리브드 토렘폴 브리지리스 부스트 PFC가 제안되었다. 제안하는 컨버터는 수동소자 하나만을 추가하여, 위상천이 기법을 통해 ZVS에 필요한 전류만큼을 생성하여 추가적인 손실을 최소화하였다. 따라서 제안하는 컨버터는 높은 효율을 얻을 수 있으며, 고효율을 요구하는 큰 전력 용량의 어플리케이션에 적합하다.

본 연구는 한국전력 전력연구원의 지원을 받아 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] S. Bin and L. Zhengyu "An Intereleaved totem pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse recovery problems for power factor correction," IEEE Trans. Power Electron, vol. 25, no. 6, pp. 1406 1415, Jun. 2010.
- [2] S. Bin, J. Junming and L. Zhengyu "Totem Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero Current Detection and Full Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM" IEEE Trans. Power Electron, vol. 26, no. 2, pp. 427 435, Feb. 2011.