

PC 파워 서플라이용 비대칭 하프브리지 DC/DC 컨버터의 초기 구동시 돌입전류 제거 기법

김재국[†], 이성세[†], 오원식[†], 김정은[†], 문건우[†], 길창현^{††}, 조자룡^{††}
 KAIST[†], IDKorea^{††}

Start-up In-rush Current Reduction Technique of Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter for PC Power Supply

Jae-Kuk Kim[†], Sung-Sae Lee[†], Won-Sik Oh[†], Jung-Eun Kim[†], and Gun-Woo Moon[†],
 Chang-Hyun Gil^{††}, Ja-Ryong Cho^{††}
 KAIST[†], IDKorea^{††}

ABSTRACT

This paper presents a start-up in-rush current reduction technique of asymmetry half-bridge DC/DC converter for PC power supply. The proposed converter is composed center-tapped half-bridge converter with blocking capacitor. The proposed converter can reduce the severe in-rush current when the proposed converter is power up. The validity of this study is confirmed from the experimental results.

1. 서론

최근에 PC의 전원 공급 장치는 CPU·메인보드·HDD·그래픽카드 등이 고성능화되면서 급격하게 전력소모량이 높아지고 있는 상황으로 350W, 400W, 550W 등으로 고전력화되는 추세이다. 따라서 고급 사양의 데스크탑 PC를 중심으로 업그레이드 수요가 크게 늘 것으로 예상되는 상황이기 때문에, 고 전력의 PC 전원장치의 개발이 매우 중요하다. 또한 기존의 PC 전원장치의 효율은 약 70%대로 매우 낮은 효율을 보이고 있어 고유가 시대에서는 에너지 소비 측면에서도 고효율의 전원장치가 필요하다. PC 전원장치는 저가격 제품이어야 하므로 가격의 큰 증가 없이 고효율을 얻기 위한 회로 기술이 필요하다.

그림 1은 기존의 하프브리지 컨버터이다. 하프브리지 컨버터는 전압 더블러를 적용할 수 있어서 220V입력뿐만 아니라 110V입력에서도 쉽게 사용할 수 있어 많이 사용되고 있다. 높은 효율을 얻기 위해서 비대칭 하프브리지 컨버터는 적은 수의 스위치로 영 전압 스위칭을 통해 높은 효율을 가지므로 저전압 대 전류의 특성을 갖는 PC 서플라이로 적당하다. 그러나 비대칭 하프브리지 컨버터는 그림 2와 같이 초기 구동 시 60A이상의 심각한 돌입 전류가 발생하는 문제점을 지닌다.

본 논문에서는 비대칭 하프브리지의 초기 구동 시 심각한 돌입 전류를 줄이기 위한 기법을 제안하고, 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 400W급 PC 파워 서플라이의 제작을 통한 실험 및 분석을 제시한다.

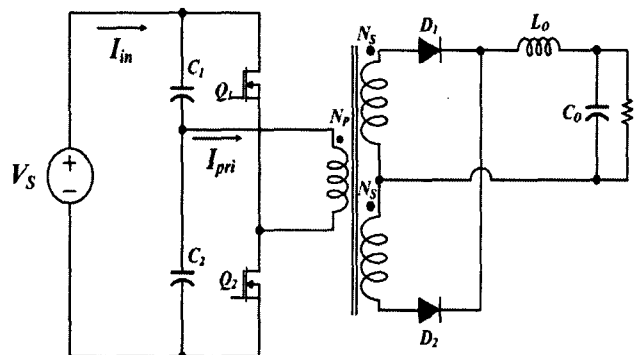


그림 1 기존의 컨버터
 Fig. 1 Conventional Converter

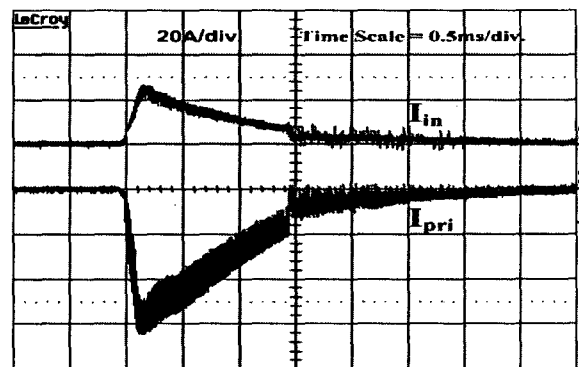


그림 2 초기 구동시 돌입 전류
 Fig. 2 start-up in-rush current

2. 본론

2.1 제안된 컨버터의 구성

제안된 회로의 구성은 그림 3과 같다. 일반적으로 비대칭 하프 브리지를 한 개의 커패시터를 이용하여 구성하지만 110V와 220V 전환을 위하여 두개의 link 커패시터를 사용한다. 그리고 변압기에 직렬로 Blocking 커패시터 C_B 를 달아 초기 구동 시 발생하는 in-rush current를 제거한다. 변압기 2차 측은 center-tapped 구조로 출력을 얻는다.

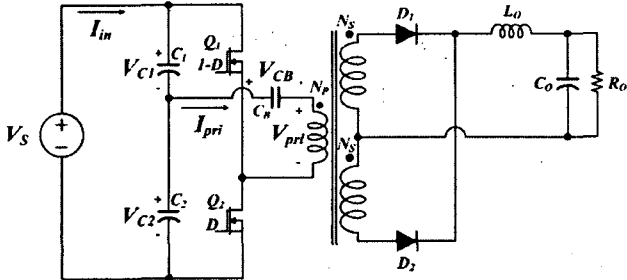


그림 3 제안된 컨버터
Fig. 3 Proposed Converter

2.2 제안된 컨버터의 정상 상태 동작원리

정상 상태에서 주요 부분의 전압, 전류는 다음과 같다.

$$V_{C1} = \frac{V_S + C_T V_{CB}}{2}$$

$$V_{C2} = \frac{V_S - C_T V_{CB}}{2}$$

$$V_{CB} = \frac{2D-1}{C_T+2} V_S$$

$$V_O = 2DX(1-D) \frac{N_S}{N_P} V_S$$

(단, $C_T = \frac{C_B}{C_{link}}$, $C_1 = C_2 = C_{link}$)

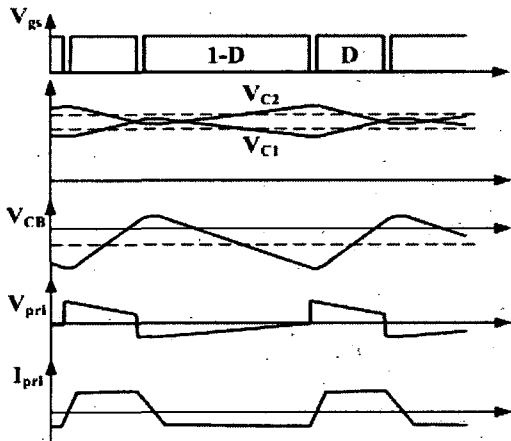


그림 4 제안된 컨버터의 주요 파형들
Fig. 4 Key waveforms of the proposed converter

그림 4는 제안된 컨버터의 주요 파형들이다. 제안된 컨버터의 정상 상태 동작은 기존의 비대칭 하프 브리지와 거의 동일하다. 기존의 컨버터에 비해 달라진 점은 C_B 의 추가로 인해 V_{C1} , V_{C2} 의 전압이 달라진다는 점이다. 기존에 $V_{C1} = DV_S$, $V_{C2} = (1-D)V_S$ 로 duty에 의해서 비대칭적으로 나누어 걸렸는데, C_B 에 의해 위 식처럼 offset이 바뀌게 된다. 즉, C_B 의 추가로 V_{C1} , V_{C2} 전압 모두 duty와 C_B 의 값에 dependent하게 된다. 그림 5와 6은 $V_S = 300V$ 일 때, duty와 C_B 값에 따라서 기존에 비해 V_{C1} , V_{C2} 전압이 어떻게 달라지는지 나타낸 그림이다.

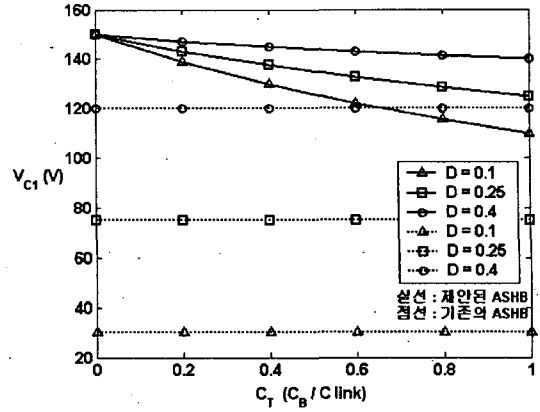


그림 5 CT와 Duty(D)에 따른 VC1
Fig. 5 VC1 with respect to CT and Duty(D)

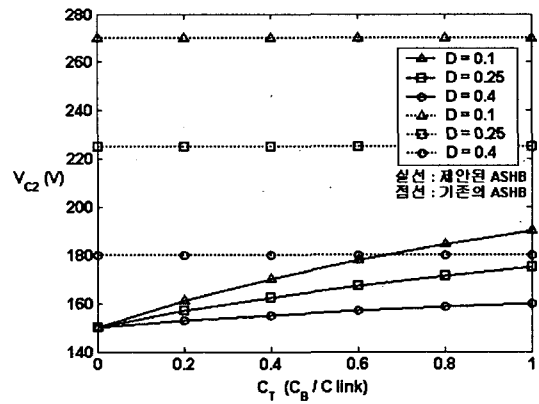


그림 6 CT와 Duty(D)에 따른 VC2
Fig. 6 VC2 with respect to CT and Duty(D)

위 그림에서 알 수 있듯이 기존의 비대칭 하프 브리지 컨버터의 V_{C1} , V_{C2} 전압이 C_B 를 달음으로써 duty에 따라 그 차이가 현저히 줄어든다는 것을 알 수 있다. 따라서 기존에 비해 link 커패시터 C_1 , C_2 의 내압이 더 작은 것을 택할 수 있게 된다.

2.3 기존 컨버터의 초기 구동 시 동작원리

스위칭을 하기 전에 각각의 link 커패시터 C_1 , C_2 에 걸린 전압은 입력전압 V_S 의 절반인 $V_S/2$ 가 된다. 그런데 초기 구동 시 파워를 0부터 점차적으로 늘려가면서 load에 전달하기 위해 제어기의 duty를 0부터 필요한 duty까지 증가시키는 soft start를 하게 된다. 이 과정에서 원하지 않는 in-rush current가 발생하게 된다.

Q_2 에 duty를 0부터 증가시키게 되면 그 duty에 맞게 변압기의 primary와 2차 측 인덕터의 Voltage Second Balance를 맞추주기 위해 primary 전류가 크게 증가하게 된다. 즉, 정상 상태로 가는 과정에서 link 커패시터 C_1 에는 DV_S 의 전압이 되도록 전류가 흐를 것이고, C_2 에는 $(1-D)V_S$ 의 전압이 되도록 전류가 흐를 것이다. 초기에 C_1 , C_2 에는 이 정상 상태 전압과는 차이가 큰 $V_S/2$ 의 전압이 차 있었기 때문에 많은 전류가 흐르게 된다.

2.4 기동시 In-rush 전류 제거 기법

우선, link 커패시터로 작은 커패시턴스를 갖는 커패시터를 쓰는 방법이 있다. 전압의 차이가 크다고 하더라도 link 커패시터의 커패시턴스가 작다면 보다 작은 전류로 정상 상태 전압에 도달할 수 있다. 실험 결과 C_1 , C_2 로 miler 커패시터 2.2 μ F을 썼을 때, 그림 7와 같이 약 25A의 in-rush 전류가 생김을 확인할 수 있었다. 또한 I_{in} 전류로부터 in-rush 전류로 인해 EMI noise가 생길 수 있음을 알 수 있다.

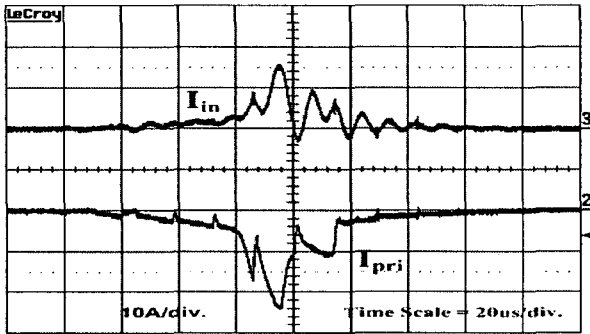


그림 7 초기 구동시 돌입 전류
Fig. 7 start up in-rush current

하지만 60Hz ac line 입력을 받아서 full rectifier를 거쳐 DC 전압으로 만들 경우 link 커패시터가 작으면 DC 전압이 많이 흔들릴 수 있고 그 결과 DC/DC 컨버터에 많은 부담을 줄 수 있다. 따라서 이 방법은 좋은 방법이라고 할 수 없다.

다음으로, 초기 구동 전에 C_1 의 커패시터의 전압을 0V로 떨어뜨리고 구동을 시작하는 방법이 있다. 이를 위해 C_1 에 병렬로 더미 저항을 달아주게 된다. 그러면 초기에 C_1 에 걸린 전압이 RC 시정수에 의해 $V_g/2$ 에서 0으로 떨어지게 되고, 반대로 C_2 의 전압은 $V_g/2$ 에서 V_g 로 올라가게 된다. 최대한 빠른 속도로 방전시키는 것이 유리하기 때문에 R을 작게 하는 것이 유리할 수 있다. 하지만 손실 측면에서 볼 때, 이 더미 저항에서 동작 내내 지속적으로 V_g^2/R 의 손실이 발생하기 때문에 효율을 고려한다면 R은 되도록 크게 하는 것이 바람직하다. 실험 결과 link 커패시터로 충분히 큰 470 μ F을 쓰고, 더미 저항으로 $R=47k\Omega$ 을 쓰더라도 초기 구동 전 link 커패시터 전압이 0V로 떨어지는데 20초 이상이 걸림을 알 수 있었다. 따라서 더미 저항에서의 전력 소모에 의한 효율 감소와 초기 구동이 그 이전에 이루어질 수 있다는 측면에서 볼 때 바람직한 방법이 될 수 없다.

마지막으로, 제안한 것과 같이 변압기에 직렬로 작은 커패시터 C_B 를 다는 방법이 있다. 초기 구동 시 1-D 동안 Q_2 가 ON이 되었을 때 $V_g/2$ 로 충전 되어 있는 C_1 으로부터 아주 작은 전류에 의해 C_B 의 전압이 $V_g/2$ 로 충전된다. 그 결과 변압기의 primary에는 0전압이 걸리게 된다. 반대로 Q_1 이 ON이 되었을 때, C_B 에 의해 충전된 $V_g/2$ 의 전압과 C_2 의 전압이 더해져서 변압기의 primary에 V_g 의 전압이 걸리게 된다. 결국 초기 구동시 C_B 에 걸리는 전압에 의해 변압기의 primary와 2차 측 인덕터의 Voltage Second Balance가 맞춰지면서 primary

전류의 in-rush current를 없앨 수 있게 된다. 실험 결과 $C_B = 220nF$ 을 썼을 때, 그림 8과 같이 in-rush 전류가 제거되고 소스로부터의 전류 I_{in} 역시 발생하지 않음을 확인할 수 있었다.

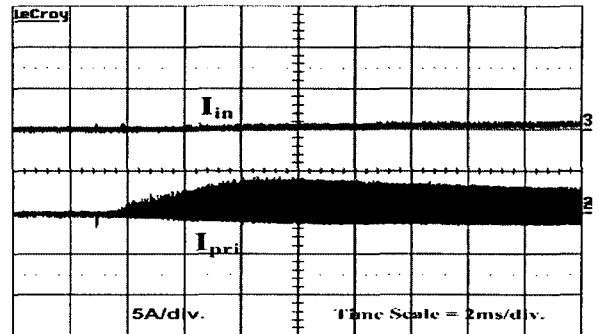


그림 8 초기 구동시 돌입 전류
Fig. 8 start up inrush current

3. 결론

본 논문에서는 비대칭 하프브리지 컨버터에서 초기 구동시 심각한 돌입 전류가 발생하는 문제점에 대해 분석하고, 이를 줄이기 위한 세 가지 방법을 제안하고, 각각의 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 그림 9와 같이 400W급 PC 파워 서플라이의 제작을 통한 실험 및 분석을 제시하였다. 실험 결과 첫 번째 방법은 rectified DC 전압이 흔들리는 문제가 발생하기 때문에 바람직하지 않고, 두 번째 방법은 더미 저항에 의한 전압 감소 시간과 효율 측면에서 바람직하지 않다. 세 가지 방법 중 변압기에 직렬로 작은 커패시터를 다는 마지막 방법이 가장 효과적임을 확인하였고, 이로써 초기 구동시 반도체 소자에 큰 손실을 줄 수 있는 in-rush current를 제거할 수 있었다.

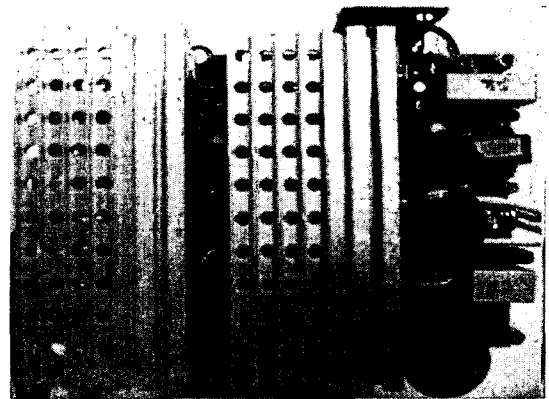


그림 9 PC 파워 서플라이 프로토타입
Fig. 9 PC Power Supply Prototype

참고 문헌

- [1] Sergey Korotkov, Valery Meleshin, Rais Miftahutdinov, Simon Fraidlin, "Soft-switched Asymmetrical Half-bridge DCDC Converter: Steady-state Analysis of Switching Processes", Telecommunications Energy Special Conference, 97, 1997, pp. 177 - 184.