

두 개의 하프 브릿지 인버터로 구성된 위상 변조 PWM 컨버터

이일운, 문건우
KAIST

Abstract

기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터들의 그 단점인 좁은 영전압 스위칭 범위, 큰 순환 전류, 큰 듀티 사이클 손실, 그리고 심각한 이차측 전압 스트레스를 개선 할 수 있는 컨버터를 본 논문에서 발표한다. 제안하고자 하는 컨버터는 일차측에 두 개의 하프 브릿지 인버터들로 구성되어 있으며, 변압기를 통해 이차측에서 직렬로 연결된다. 출력 전압은 두 하프 브릿지의 스위칭 레그들의 위상 변조로 제어 된다. 이차측에는 두 개의 저전류 정격의 다이오드를 추가적으로 갖는다. 이러한 구성으로 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖고, 순환 전류 또한 제거된다. 더불어 이차측 전압 스트레스가 낮아지고, 출력 필터 인덕터의 크기 또한 50% 이상 작아진다. 실험을 통해 제안한 컨버터의 성능을 검증한 결과 또한 발표한다.

1. 서론

위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터는 500W급 이상의 파워 범위에서 많은 이점을 갖고 있어 다양한 응용 분야에서 많이 적용되고 있는 topology이다. 우선, 일차측 스위치들이 추가 소자 없이도 영전압 스위칭 턴 온 동작을 달성하며, 그 스위치의 전압 스트레스 또한 입력 전압에 클램핑된다. 하지만, 그 성능은 다음과 같은 단점들 때문에 극대화 하지 못 한다. 첫 번째로, 그 영전압 스위칭 동작이 달성되는 부하 조건이 제한적이다. 즉 좁은 영전압 스위칭 범위를 갖는다. 이 때문에 부하가 감소할수록 그 효율은 크게 악화된다. 그리고, SMPS 개발에서 요구되는 hold-up time requirement 때문에 정상 입력 전압 조건에서 그 동작 듀티가 작게 된다. 그러면, 큰 순환 전류가 일차측에 존재하게 되고 이는 도통 손실과 턴 오프 스위칭 손실을 증가시켜 효율 최적화를 방해한다. 이차측에서는 freewheeling 구간이 늘어나게 되어 출력 필터 인덕터에 흐르는 전류 리플이 커지게 되는데, 이를 보상하기 위해 보다 큰 출력 인덕터가 요구되게 된다. 심각한 이차측 전압 스트레스 또한 문제이다 [1].

위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 그 단점을 개선하기 위해 일차측에 saturable 인덕터를 갖는 풀 브릿지 컨버터가 있으나, 일차측에서의 큰 flux 스윙 때문에 그 인덕터에서 매우 높은 발열이 발생하게 되어 응용할 수 있는 파워 범위가 제한적이다. 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 그 단점인 ZVS 범위를 확장하기 위한 다른 방법들도 보조 인덕터를 추가하고, 보조 인덕터로 인해 발생된 전압 리플을 쉬게 제거할 목적으로 일차측에 두 개의 다이오드를 추가한 풀 브릿지 컨버터가 있다. 그러나 이 컨버터는 파워링에 영향을 미치는 듀티 사이클이 손실되는 문제와 추가된 다이오드들에서 출력 부하가 낮아 졌을 때 역 회복 현상에 의한 스위칭 손실 증가, 도통 손실 또한 크게 증가하는 문제를 안고 있다 [2].

본 논문에서는 기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 언급한 그 단점들을 개선할 수 있는 두 개의 하프 브릿지 인버터로 구성된 위상 변조 PWM 컨버터를 소개한다. 그림. 1은 본 논문에서 제안하는 컨버터를 보여준다, 그림에서 보듯 두 하프 브릿지는 변압기를 통해 이차측에서 직렬로 연결되고, 이차측에서 두 개의 저전류 정격의 다이오드를 추가적으로 갖는다. 출력 전압은 두 하프 브릿지의 스위칭 레그들의 위상 변조로 제어 된다. 이러한 구성과 동작으로 기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 언급한 그 단점들이 개선된다.

2. 제안된 컨버터

2.1 동작 원리

그림. 2은 제안된 컨버터의 주요 동작 파형을 보여 준다. 그림에서 보듯 두 하프 브릿지 인버터에 있는 스위치들은 매우 좁은 dead time과 50%의 듀티 사이클을 가진 구동 신호에 따라 대칭적으로 온/오프하게 되고, 그 출력 전압은 기존 위상 변조

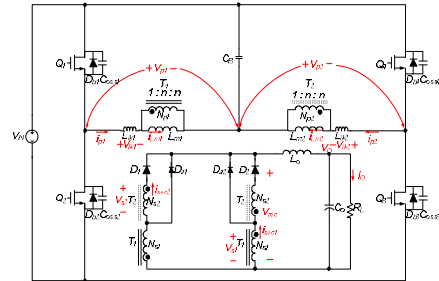


그림.1 제안된 컨버터.

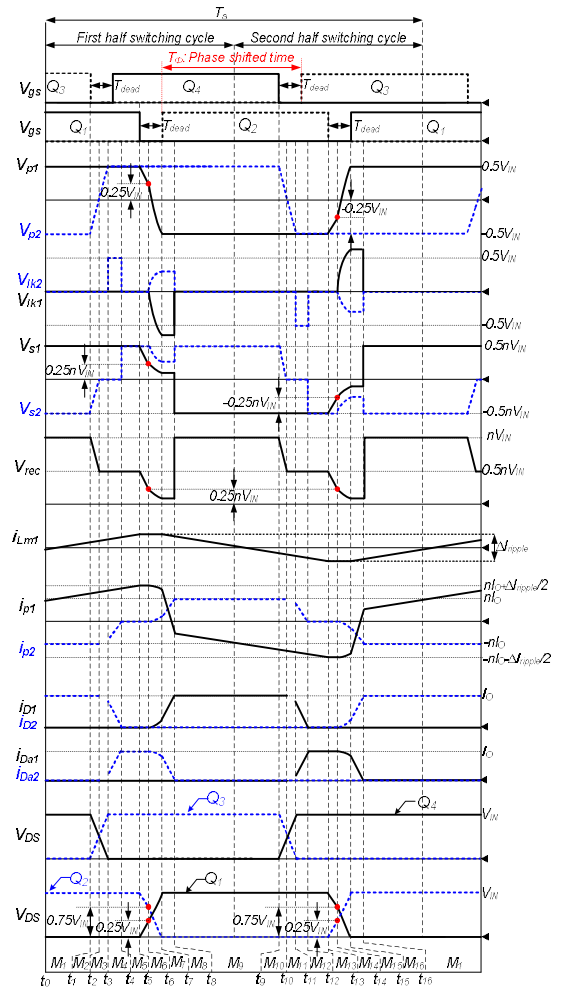


그림.2 제안된 컨버터의 주요 동작 파형들.

PWM 컨버터의 그 제어 방식과 동일하게 각 하프 브릿지 스위칭 레그의 위상(T_a) 변조로 일정하게 유지 된다.

그림. 2에서 실제 매우 좁은 시간 구간을 갖는 모드들을 무시하면 출력 필터 입력 파형인 $V_{ref}(t)$ 은 그림. 3(a)와 같이 볼 수 있다. 그림. 3(b)에 있는 기존 풀 브릿지 컨버터와 다르게 freewheeling 구간이 없는 것을 확인 할 수 있는데, 이는 기존 풀 브릿지 컨버터와 달리 전 스위칭 구간 동안 파워가 입력에서 출력으로 전달되는 것을 의미한다. 따라서, 제안된 컨버터에는 순환 전류가 존재하지 않게 되고, 일차측에 있는 스위치들

모두가 출력 필터 인덕터에 저장되는 에너지의 도움으로 ZVS가 달성되게 되어 넓은 ZVS 범위를 가질 수 있게 된다. 이는 기존 위상 변조 PWM 컨버터의 그 lagging-leg 스위치들의 그 ZVS가 일차측 leakage 인덕터에 저장되는 에너지에 의해 달성되어 좁은 ZVS 범위를 갖는 것과 대조적이다.

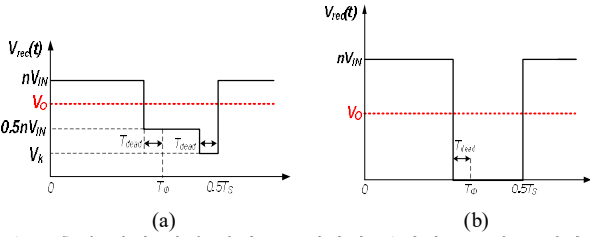


그림.3 출력 필터 입력 파형: (a) 제안된 컨버터 (b) 기존 위상 변조 PWM 컨버터

2.2 제안된 컨버터의 이득 특성

제안된 컨버터의 이득 특성은 그림. 3에 있는 파형을 평균하여 얻어 질 수 있다. 그림. 3(a)에서 V_k 는 그림. 2의 동작 파형 해석으로 아래와 같이 구해진다.

$$V_k = (0.25 - \frac{0.375}{k+0.5})nV_{IN}, \quad (1)$$

여기서 $k = L_{lk1}/L_{lk2}$.

그러면, 제안된 컨버터의 이득 특성은 다음과 같이 구해진다.

$$M(D) = \frac{V_O}{V_{IN}} = n(D+0.5), \quad D = \left\{ T_\phi - (1.5 + \frac{0.75}{k+0.5})T_{dead} \right\} / T_S, \quad (2)$$

기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 이득은 다음과 같이 유도된다.

$$M(D) = \frac{V_O}{V_{IN}} = 2nD, \quad D = (T_\phi - T_{dead}) / T_S. \quad (3)$$

그림. 4는 제안된 컨버터와 기존 위상 변조 PWM 컨버터의 이득을 턴 비를 1로 가정하여 normalization시킨 결과를 보여 준다. 그림에서 보듯 제안된 컨버터의 그 이득이 기존 풀 브릿지 컨버터보다 크고, 그 결과 제안된 컨버터가 더 작은 턴 비를 갖게 되어 일차측 도통 손실과 이차측 전압 스트레스가 기존 풀 브릿지 컨버터보다 유리하게 된다.

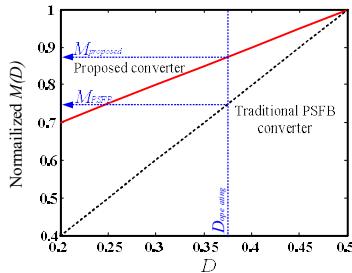


그림.4 제안된 컨버터의 이득 특성

2.3 출력 필터 인덕터

출력 필터 인덕터의 인덕턴스 값 또한 그림. 3에 있는 파형과 아래 수식을 이용하여 구할 수 있다.

$$V = L_O \frac{I_{PP}}{\Delta T}, \quad (4)$$

여기서 I_{PP} 는 L_O 에 흐르는 전류 리플이고, V 는 ΔT 의 시간 동안 L_O 에 가해지는 전압을 의미한다.

그러면, 제안된 컨버터에서 인덕턴스 값은

$$L_{O_proposed} = \frac{V_O}{I_{PP}} \left(1 - \frac{0.5}{M_{normalized}(D)}\right) (1 - M_{normalized}(D)) T_S, \quad (5)$$

기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터에서 인덕턴스 값은

$$L_{O_PSFB} = \frac{V_O}{2I_{PP}} (1 - M_{normalized}(D)) T_S, \quad (6)$$

으로 구해진다.

정략적 분석을 위해 출력 전압은 50V, L_O 에 흐르는 전류 리플은 1A, 스위칭 주파수는 100kHz로 가정하면, 출력 필터 인덕턴스 값은 그림. 5에서처럼 얻어진다. 그림. 5에서 보듯 제안된 컨버터가 기존 풀 브릿지 컨버터보다 50%이상 작은 출력 필터 인덕터 값을 가지게 되며, 이는 가격과 사이즈 면에서 제안된 컨버터가 유리한 것을 알 수 있다.

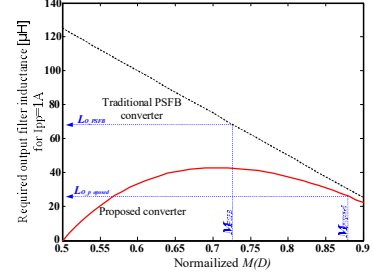


그림.5 제안된 컨버터의 출력 필터 인덕터

3. 실험 결과

제안된 컨버터의 성능 검증을 위해 320-385V 입력, 50V/20A 출력, 스위칭 주파수 100kHz의 사양으로 프로토타입 컨버터를 제작, 실험을 진행하였다. 그림. 4는 부하 조건에 따른 스위치들의 ZVS 파형을 보여 준다. 파형에서 보듯 모든 스위치가 전 부하 구간에서 ZVS가 달성되는 것을 확인할 수 있다. 그리고, 그림. 6의 효율 그래프로부터 제안된 컨버터의 언급된 장점들 때문에 기존 풀 브릿지 컨버터들보다 높은 효율이 달성하는 것을 확인할 수 있다.

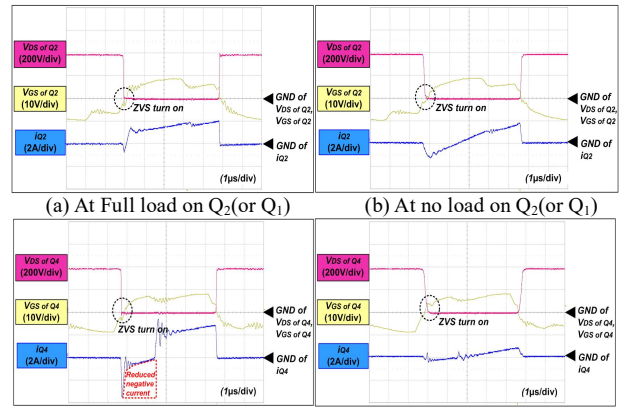


그림.6 제안된 컨버터에서 스위치들의 ZVS 파형들.

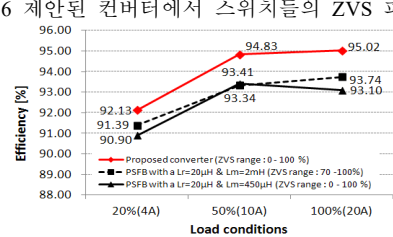


그림.7 효율 그래프.

4. 결론

본 논문에서는 새로운 위상 변조 PWM 컨버터를 제안하였고, 제안한 컨버터가 기존 위상 변조 PWM 풀 브릿지 컨버터의 그 단점들을 개선하는 것을 이론 및 실험적으로 증명하였다.

Acknowledgement

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No.2012-0000981)

참고 문헌

[1] J. A. Sabatè, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switching PWM converter," in *Proc. APEC '90*, pp. 275-284.

[2] R. Redl, N. O. Sokal, and L. Balogh, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5kW, 100kHz," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.6, no.3, pp.408-418, July 1991.