

커플더 인덕터형 정류단을 갖는 위상천이 풀브리지 컨버터

최병기¹, 이우석², 이일운[†]
 명지대학교

Phase-shifted full-bridge converter with coupled inductor type rectifier

Byoung-Gi Choi¹, Woo-Seok Lee², Il-Oun Lee[†]
 Myongji University

ABSTRACT

본 논문은 일차측 순환전류를 제거할 수 있는 새로운 정류단을 갖는 위상천이 풀브리지 컨버터를 발표한다. 기존 센터탭 정류기를 갖는 위상천이 풀브리지 컨버터에서 출력 인덕터 대신 커플더 인덕터를 사용하고, 부품들을 재배치하여 기존 문제가 되었던 일차측 순환전류가 대폭 저감되는 효과를 달성하였다. 2차측 다이오드의 전압스트레스가 저감되는 것도 제안 위상천이 풀브리지 컨버터의 장점이다. 본 논문에서는 제안된 회로의 구조 및 동작원리를 설명하고, 입력 300~400V, 출력 50V, 1kW급 프로토타입 컨버터의 그 실험결과를 발표한다.

1, 서 론

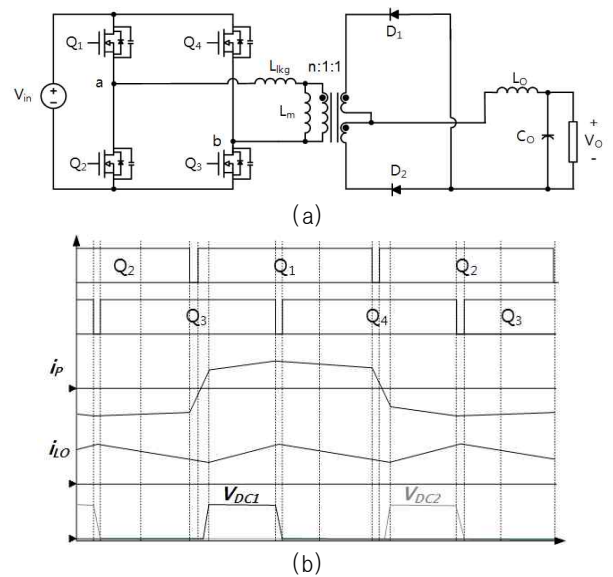
최근 들어 5G 네트워크가 보급화 됨에 따라서, 옥외용 중계기의 전력 소비량이 높아지고 이로 인하여 중계기의 전원을 공급하는 전원장치 역시 높은 효율을 요구하고 있으며, 중계기들이 옥외에 설치됨에 따라 입력전원이 일정하지 않고 이로 인하여 넓은 입력전압 범위에서 동작하는 절연형 컨버터의 개발을 요구하고 있다.

다양한 DC/DC 컨버터들 중, 그림 1(a)의 위상천이 풀브리지 컨버터는 절연형 구조를 가지며, 풀브리지 구조로 인한 1차측 스위치의 영전압 스위칭 동작으로 인해 전원장치에 널리 쓰이는 토폴로지이다. 하지만 위상천이 풀브리지 컨버터는 넓은 입력전압 범위에서 설계되면, 높은 입력전압에서 동작 시 작은 유효 듀티로 인하여 1차측에 큰 순환전류가 발생한다. 뿐만 아니라, 다이오드의 기생 성분 간의 공진으로 인하여 큰 전압 링잉을 발생시켜 높은 내전압의 다이오드가 사용되어야 한다.

이러한 문제를 해결하기 위해, 본 논문에서는, 커플더 인덕터를 사용한 새로운 구조의 정류기를 적용하여, 변압기의 1차측 순환 전류를 대폭 저감시키고 2차 측 다이오드 전압 스트레스 역시 저감되는 위상천이 풀브리지 컨버터를 제안한다.

2. 제안회로

제안 회로는 그림 2(a)와 같다. 기존의 센터탭 정류기를 갖는 풀브리지 컨버터의 구조에서 출력 인덕터를 커플더 인덕터로 변경하고 커플더 인덕터의 2차측에서 1차측 방향으로 다이오드를 추가한다. 이러한 구조를 통하여, 제안한 컨버터는



1. 위상천이 풀브리지 컨버터의 특징 (a) 위상천이 풀브리지 회로 구조, (b) 동작시 주요 파형

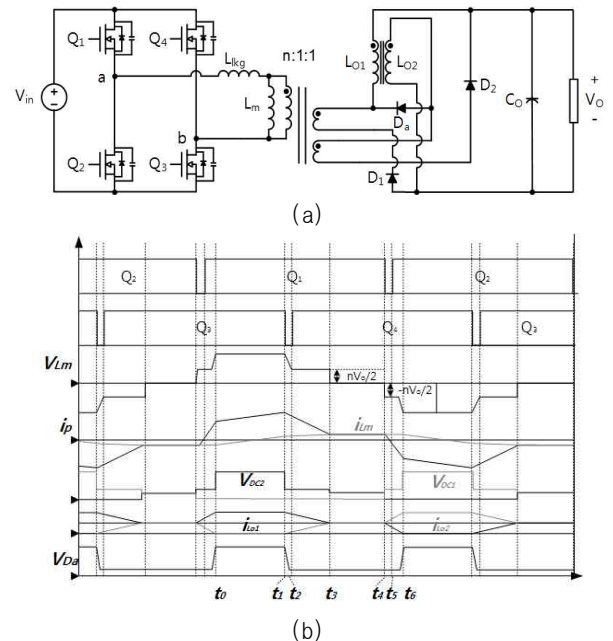


그림 2. 제안하는 컨버터의 특징 (a) 새로운 정류기 구조를 가지는 회로 구조, (b) 동작시 주요 파형

Switch Q_4 가 Turn On 되면 커플더 인덕터의 전류로 인하여 변압기 1차측에 흐르는 순환전류가 크게 감소하는 장점을 갖는다.

2.1 제안 회로 동작 분석

그림 2(b)는 정상상태에서 컨버터의 주요 동작 파형을 나타낸다. 제안 회로는 한 스위칭 주기에 6개의 동작모드를 가지며 동작원리는 다음과 같다.

모드 1 [t_0, t_1]: 1차측에서 2차측으로 전력을 전달하는 구간이다. 이때 V_{ab} 에 걸리는 전압은 입력전압 V 와 같고, I_p 전류는 $((V_s/L_m) - V_o)/L_{o1}$ 의 기울기를 가지고 증가한다. 모드 1은 Q_3 이 OFF 되면 종료된다.

모드 2 [t_1, t_2]: C_{oss3} 이 충전, C_{oss4} 가 방전되므로 V_{Lm} 이 감소하고 V_{Lm} 이 $nV_o/2$ 에 도달하면 V_{D1} 가 Turn on 되어 커플더 인덕터의 전류가 순환이 일어난다. 이때 커플더 인덕터와 I_p 전류는 수식 (1), (2), (3)과 같이 결정된다.

$$t) = I_L(t_4) - I_p(t_4) - \frac{V_{lkg}}{L_{lkg}}(t - t_4) \quad (1)$$

$$I_{Lo1}(t) = I_{Lo1}(t_4) + \frac{V_{Lo1lkg}}{L_{olk}}(t - t_4) \quad (2)$$

$$I_{Lo2}(t) = I_{Lo2}(t_4) + \frac{V_{Lo2lkg}}{L_{olk}}(t - t_4) \quad (3)$$

모드 3 [t_2, t_3]: Q_4 가 켜지면 모드 3은 시작된다. I_p 는 I_{Lm} 에 도달할 때까지 모드 2와 동일한 기울기로 계속 감소한다. 모드 3의 끝에서 프리휠링 전류가 제거되고 I_{Lm} 전류만 흐른다.

모드 4 [t_3, t_4]: 모드 4는 커플더 인덕터 양단에 흐르는 전류가 같아지면 시작된다. I_p 전류는 커플더 인덕터에 흐르는 전류에 의하여 $-V_o/(L_{o1} + L_{o2})$ 의 기울기로 감소한다.

모드 5 [t_4, t_5]: Q_1 이 켜지면 모드 5가 시작된다. C_{oss1} 이 충전, C_{oss2} 가 방전되기 시작한다. V_{Lm} 이 $-nV_o/2$ 에 도달하면 D_1 이 켜지고, 커플더 인덕터의 전류가 흐른다. 커플더 인덕터와 I_p 전류는 수식 (1), (2), (3)에 의해 결정된다.

모드 6 [t_5, t_6]: Q_2 이 켜지면 모드 6이 시작된다. D_a 가 Turn Off 될 때까지 I_p 전류는 모드 5와 동일한 기울기로 계속 감소한다.

2.2 제안 회로의 전압이득

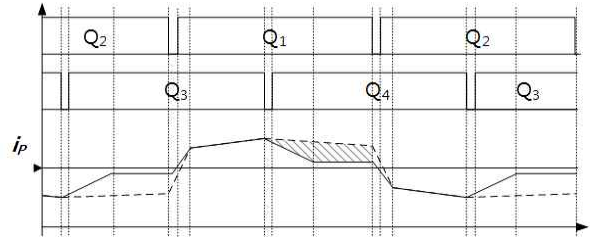
제안 회로의 전압 이득은 반주기 동안 출력단 커플더 인덕터에 걸리는 전압을 가지고 전압-시간 평형 원리를 적용하면 구할 수 있다.

제안 회로의 전압이득 수식 (4)와 기존 위상천이 폴브리지의 전압이득 수식 (5)는 아래와 같다.

$$V_o/V_s = (4D_{eff})/n(1 + 2D_{eff}) \quad (4)$$

$$V_o/V_s = (2D_{eff}V_s)/n \quad (5)$$

수식 (4)와 수식 (5)를 비교하면 제안 회로가 기존 회로보다 높은 전압이득을 가진다는 것을 알 수 있다.



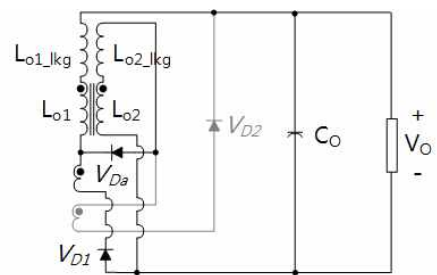
3. 기존 회로와 제안하는 회로의 변압기 1차측 전류

2.3 기존 회로와 제안 회로의 정류단 특징 비교

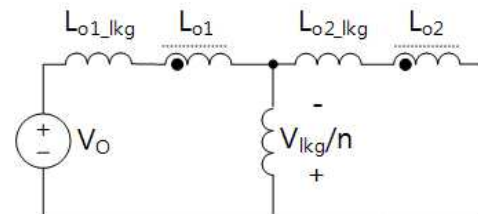
그림 3는 기존 위상천이 폴브리지 컨버터와 제안하는 컨버터의 변압기 1차측 전류를 비교한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 기존 회로에서는 Q_3 가 꺼지는 구간에서의 변압기 1차측 전류가 nV_o/L_o 의 기울기를 가지고 감소하고, Q_4 가 켜지고 Q_1 이 꺼지는 구간까지 동일한 기울기로 전류가 감소한다.

반면, 제안 회로에서는 Q_3 가 꺼지는 구간에서 그림 4(a)와 같이 다이오드 D_a 가 동작하고 커플더 인덕터의 전류가 순환하게 되면서 그림 4(b)와 같이 등가 회로가 형성된다. 이때 변압기 1차측 전류는 수식(6)의 기울기를 가지고 전류가 감소하며, 커플더 인덕터 양단의 전류가 동일하게 되는 구간부터는 Q_1 이 꺼지는 구간까지 변압기 1차측 전류는 $nV_o/(L_{o1} + L_{o2})$ 의 기울기를 가지고 전류가 흐른다. 이로 인해, 제안 회로에서는 순환 전류가 크게 감소하는 형태를 가진다.

$$\frac{nV_o}{n^2L_{olk} + 2L_{lkg}} \quad (6)$$



(a)

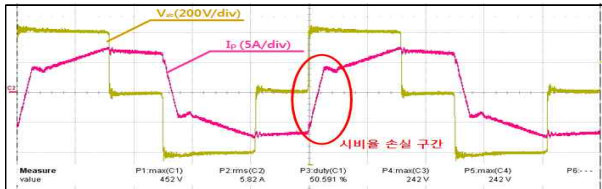


(b)

그림 4. (a) Q_3 가 꺼지는 시점의 정류단 회로, (b) Q_3 가 꺼지는 시점의 정류단의 등가회로

1 프로토타입 컨버터들의 설계 값

	기존 회로	제안 회로
변압기 Np:Ns (Lm, Llk)	PQ4040 40T:10T:10T (300uH,20uH)	PQ4040 40T:8T:8T (300uH,20uH)
1차측 스위치	FQP12N60 (10.5A, 600V, 0.7옴)	
정류 다이오드	DPG60C300HB (300V, VF=1.34V)	
보조 다이오드	-	DPG60C300HB (300V, =1.34V)
출력 인덕터	PQ2020 (20uH)	PQ4040 10T:10T (100uH, Llk=16.2uH)
출력 캐패시터	47uF/400V*3ea	47uF/400V*6ea
RCD 스너버	D	UF4004
	C	세라믹 Cap 10nF/1kV
	R	시멘트 저항 10kW/20옴

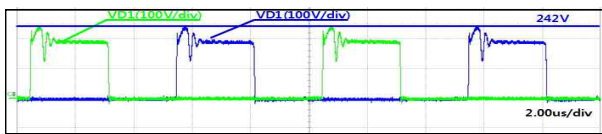


(a)

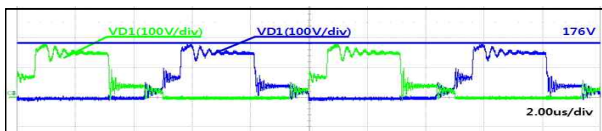


(b)

그림 5. 입력 400V 100% 부하 조건에서 프로토타입 컨버터들의 변압기 1차측 파형 (a) 기존 컨버터, (b) 제안 컨버터



(a)



(b)

그림 6. 입력 400V 100% 부하 조건에서 프로토타입 컨버터들의 출력 다이오드 파형 (a) 기존 컨버터, (b) 제안 컨버터

3. 시험 결과

제안 회로의 타당성을 검증하기 위해, 300~400V 입력, 50V/1kW 출력의 프로토타입 컨버터들을 설계, 제작하였고, 그 성능을 확인하였다. 표 1은 기존 위상천이 풀브리지 컨버터와 제안하는 컨버터의 설계값들을 나타낸다. 그림 5는 400V 입력

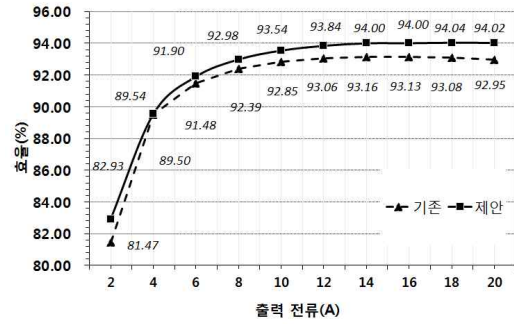


그림 7. 프로토타입 컨버터들의 부하별 측정 효율

에 100% 부하 조건에서 프로토타입 컨버터들의 1차측 전압 전류 파형을 보여준다. 그림 5에서 볼 수 있듯이, 순환전류 감소로 제안 회로는 기존과 비교해 작은 시비율 손실 구간을 가지게 된다. 그 결과, 변압기 턴 비 설계에서 제안 회로가 기존 회로보다 훨씬 유리하게 된다. 기존 위상천이 풀브리지 컨버터는 1차측 전류스트레스가 5.82Arms를 갖지만, 제안 회로의 경우, 순환전류가 제거되는 부분이 존재하고, 이로 인하여 기존 컨버터보다 작은 전류 4.56Arms를 갖는 것을 확인하였다. 그림 6은 다이오드에 걸리는 전압 파형을 보여준다. 그림에서 볼 수 있듯이, 제안하는 컨버터는 기존보다 66V 이상 전압스트레스가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7은 프로토타입 컨버터들의 부하별 측정 효율로 제안 회로는 순환전류 감소 및 높은 턴 비로 인하여 전 영역에서 기존보다 높은 효율을 달성하며 최대 효율 94.04%로 기존 컨버터의 최대 효율 93.13%보다 0.9%의 효율이 증가하였다.

4. 결론

본 논문에서는, 커패터 인덕터형 정류단을 갖는 위상천이 풀브리지 컨버터를 제안하였다. 제안하는 회로는 기존 위상천이 풀브리지와 달리 전압이득이 높아져 기존 컨버터보다 높은 턴 비의 변압기를 사용할 수 있다. 또한, 1차측 변압기에 흐르는 전류의 RMS가 기존 컨버터보다 줄어들고, 정류단 다이오드에 걸리는 전압스트레스 역시 감소하게 되어 도통손실이 작은 다이오드를 사용할 수 있고 이로 인하여 기존 컨버터보다 높은 효율을 달성할 수 있다. 이러한 특징을 반영하면, 제안하는 회로는 기존보다 높은 효율을 요구하는 어플리케이션 또는 더 넓은 범위의 입력을 가지는 어플리케이션에서 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

본 연구는 2020년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (NRF-2018R1D1A1V07048209)

참고 문헌

[1] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee and B.H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition, Los Angeles, CA, USA, 1990, pp. 275-284