

전압 리플을 이용해 영전류스위칭하는 두개의 트랜스포머를 가지는 위상천이 폴-브릿지 컨버터

윤현기, 문건우, 윤명중
한국과학기술원

Zero-Current Switching Two-Transformer Phase-Shift Full-Bridge Converter using Voltage Ripple

Hyun-Ki Yoon, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn
KAIST

ABSTRACT

This paper presents a Zero-Current Switching(ZCS) two-transformer phase-shift full-bridge(TTFB) converter using voltage ripple. The proposed converter provides Zero-Voltage Switching(ZVS) of leading leg switches and ZCS of lagging leg switches using voltage ripple. Especially, circulating current is reduced by ZCS operation and there are no additional components required for the soft switching of power switches. Furthermore, in case of light load, ZVS operation of lagging leg can be achieved. The operations, analysis and design consideration of proposed converter are presented. To verify the validity of the proposed converter, experimental results for a 410W (205V, 2A) prototype are presented.

1. Introduction

위상천이 폴브릿지 컨버터(PSFB)는 스위치들의 게이트 신호에 시간지연을 통해 파워링 구간을 조절할 수 있고 별도의 추가 회로없이 회로내의 기생성분들만을 이용하여 스위치들을 소프트 스위칭 시킬 수 있다는 장점을 가지고 중대용량의 전원회로로 많이 이용되고 있다. 하지만 위상천이 폴브릿지 컨버터는 진상 레그(leading leg)의 스위치들은 스위칭시에 2차측 출력 인덕터의 도움으로 충분히 영전압 스위칭이 가능하지만 지상 레그(lagging leg)의 스위치들은 누설 인덕턴스만으로 스위칭하기 때문에 부하가 작을 때에는 영전압 스위칭을 보장할 수 없다. 또한 부하에 따라서 시비율이 변하면서 파워링을 하지 않는 환류구간의 순환전류로 인해 1차측에 도통손실이 커진다는 단점을 가지고 있다.

지상 레그의 영전압 스위칭이 보다 넓은 부하영역에서 가능하도록 하기 위해서 두 개의 트랜스포머를 직렬 연결한 폴브릿지 컨버터^[1]가 제안되었고 순환전류를 줄이기 위해 지상 레그의 영전류 스위칭^[2]이 제안되거나 트랜스포머의 일차측에 직렬로 부스트 캐패시터를 이용하는^[3] 컨버터가 제안되기도 했다.

따라서 본 논문에서는 두 개의 트랜스포머를 가지는

폴브릿지 컨버터를 기반으로 전압의 리플을 이용하여 중 부하에서는 지상 레그의 스위치가 순환전류를 줄이며 영전류 스위칭을 하도록 하고, 경부하에서는 영전압 스위칭 하여 넓은 부하영역에서 소프트 스위칭이 가능한 컨버터를 제안한다.

2. Analysis of Proposed Converter

2.1 Mode Analysis

제안된 회로는 그림 1과 같이 기존의 직렬 연결된 두 개의 트랜스포머를 가지는 폴브릿지 컨버터와 동일한 트랜스포머의 1차측 구조를 가지며 두개의 트랜스포머가 변압비가 같아지면서 출력 인덕터와 트랜스포머의 역할을 하고 있다. 하지만 트랜스포머의 2차측에 Voltage-Doubler를 적용하여 v_{o1} 과 v_{o2} 의 전압의 리플차이를 이용해 지상 레그에 영전류 스위칭이 가능하게 한다.

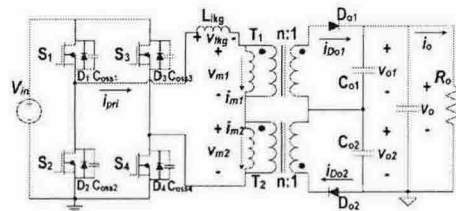


그림 1 제안된 회로
Fig. 1 Proposed Circuit Diagram

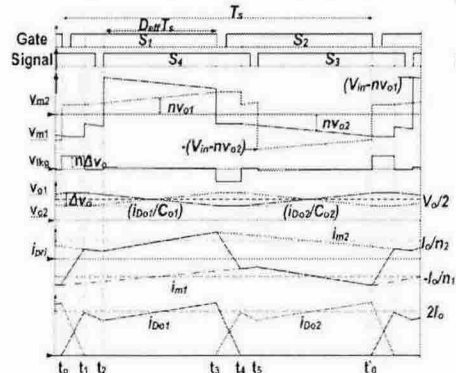


그림 2 각부 동작파형
Fig. 2 Key Waveform for mode analysis

제안된 회로의 정상상태 해석을 위하여 그림1에서 명시되지 않은 기생성분은 모두 무시하고, 두 개의 트랜스포머(T_1, T_2)는 동일하다고 가정하며, 간결한 해석을 위해 선형적으로 해석한다. 또한 제안된 회로의 동작은 $t_0 \sim t_3$ 및 $t_3 \sim t_0$ 의 두 개의 반주기로 나눌 수 있으며 각각의 동작은 대칭적이기 때문에 첫 번째 반주기에 대해서만 설명한다.

▶ 모드 1($t_0 \sim t_1$)

스위치 S_2 가 t_0 에서 차단되면서 모드 1이 시작된다. S_2 에 흐르던 1차측 전류는 진상 레그 S_1 의 출력 캐패시터(C_{oss1})를 방전시키면서 쉽게 영전압 스위칭을 이루고 S_1 의 전압이 출력전압의 리플차($n \cdot v_o$)가 되면 2차측 출력다이오드 D_{o1}, D_{o2} 가 모두 도통되면서 출력전류의 전환(commutation)이 이루어진다. 이때 2차측 출력 다이오드들이 모두 도통됨으로써 T_1, T_2 의 1차측 전압은 v_{o1}, v_{o2} 가 된다. 따라서 누설인덕턴스(L_{lkg})의 양단에 두 전압의 리플차($v_{o2}(t) - v_{o1}(t) = v_o(t)$)가 걸리게 되면서 감소하는 1차측 전류를 결정하게 된다.

$$i_{pr}(t) = i_{pr}(t_0) - \frac{n \Delta v_o(t)}{L_{lkg}} (t - t_0) \quad (1)$$

1차측 전류가 T_2 의 자화전류(i_{m2})와 일치하게 되면 모드 1이 끝나게 된다.

▶ 모드 2($t_1 \sim t_2$)

2차측의 출력전류의 전환이 끝나고 D_{o1} 만 도통되면서 T_1 의 1차측 전압은 $n \cdot v_{o2}(t)$ 이 되고 1차측 전류는 T_2 의 자화전류(i_{m2})를 따라서 흐르게 된다. 또한 2차측 전류는 D_{o1} 를 통해서 $n(i_{m2}(t) - i_{m1}(t))$ 가 흐르게 되고, 이때 2차측 전류의 반은 C_{o1} 을 충전시키고 나머지 반은 C_{o2} 를 방전시키면서 $v_{o1}(t)$ 은 증가하고 $v_{o2}(t)$ 는 감소하게 된다.

$$i_{pr}(t) = i_{m2}(t) = i_{pr}(t_1) - \frac{m v_o(t)}{L_m} (t - t_1) \quad (2)$$

$$i_{m1}(t) = i_{m1}(t_1) + \frac{m v_o(t)}{L_m} (t - t_1) \quad (3)$$

$$v_{o1}(t) = v_{o1}(t_1) + \frac{n(i_{m2}(t) - i_{m1}(t))}{2C_{o1}} (t - t_1) \quad (4)$$

$$v_{o2}(t) = v_{o2}(t_1) - \frac{n(i_{m2}(t) - i_{m1}(t))}{2C_{o2}} (t - t_1) \quad (5)$$

S_3 로 흐르는 전류는 이미 모드 1에서 역방향으로 전환되어 D_3 로 흐르고 있기 때문에 지상 레그 S_3 의 영전류 스위칭이 이루어졌다. S_4 가 도통되면서 모드 3로 넘어가게 된다.

▶ 모드 3($t_2 \sim t_3$)

S_4 가 도통되면서 T_1 의 1차측 전압은 $n \cdot v_{o1}(t)$ 이 되고, T_2 의 1차측 전압은 입력전압(V_{in})과 T_1 의 양단전압의 차이가 된다. 즉, 이 구간에서는 T_2 의 자화 인덕터가 출력 인덕터의 역할을 하게 되고, 1차측 전류의 기울기를 결정한다. 이때 L_{m2} 에 저장된 에너지는 모드 3을 제외한 나머지구간에서 D_{o2} 를 통해 출력으로 방출된다.

$$i_{pr}(t) = i_{m2}(t) = i_{pr}(t_2) + \frac{n(V_{in} - v_{o1}(t))}{L_m} (t - t_2) \quad (6)$$

2차측의 D_{o1} 을 통해 흐르는 전류와 $v_{o1}(t), v_{o2}(t)$ 는 모드 2에서와 동일하게 결정된다.

1.2 Design Consideration

1.2.1 Voltage Conversion Ratio

두 개의 트랜스포머(T_1, T_2)에 전압 시간 평형조건을 이용하면 기존의 두 개의 트랜스포머를 가지는 풀브릿지 컨버터의 두 배의 입출력 관계식을 구할 수 있다.

$$V_o = \frac{2}{n} D_{eff} V_{in} \quad (7)$$

1.2.2 Soft-Switching by load and magnetizing inductance

진상 레그(S_1, S_2)의 스위치들은 부하나 T_1, T_2 의 자화 인덕턴스에 상관없이 영전압 스위칭이 이루어지는 반면, 지상 레그(S_3, S_4)의 스위치들은 그림 3.(a)에서처럼 중부하이거나 자화인덕턴스의 값이 크면 영전류 스위칭이 가능하고, 반대로 경부하이거나 자화인덕턴스의 값이 작으면 그림 3.(b)처럼 영전압 스위칭이 가능하다.

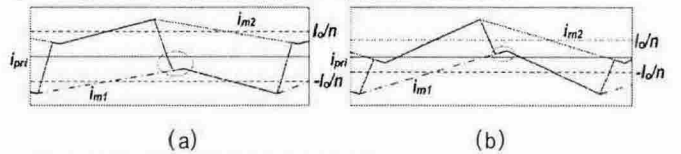


그림 3 부하 및 자화 인덕턴스에 따른 Soft-switching

(a) 영전류 스위칭 조건 (b) 영전압 스위칭 조건

Fig. 3 Soft-Switching by load and magnetizing inductance

(a) Condition of lagging leg ZCS (b) Condition of lagging leg ZVS

지상 레그의 영전압, 영전류 스위칭 경계 조건은 부하 및 자화인덕턴스에 의한 식(8)과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{V_{in} - m v_o / 2}{2L_m} D T_s \geq \frac{I_o}{n} \quad \text{영전압 스위칭 조건 (8)}$$

$$\frac{m v_o / 2}{L_m} (1 - D) T_s \leq \frac{I_o}{n} \quad \text{영전류 스위칭 조건 (9)}$$

또한 영전류 스위칭 조건은 $(0.5 - D_{eff}) T_s$ 의 시간 내에서 영전류 스위칭이 완료되어야 하는 식(9), (10)으로 정리된다.

$$\Delta t_{o1} = \frac{L_{lkg} C_{o1}}{n^2} \frac{(4L_m + n^2 R_o)(0.5 - D) T_s}{(L_m T_s + L_{lkg} C_{o1} R_o)} \quad (10)$$

1.2.3 Maximum Voltage Ripple

선형적인 해석을 통해서 $v_o(t) = v_{o2}(t) - v_{o1}(t)$ 의 최대 값을 식(11)처럼 근사적으로 구할 수 있다.

$$\Delta v_o = \frac{I_o}{C_{o1}} \frac{T_s}{2} \quad (11)$$

식(11)에서처럼 기존의 부스트 캐패시터^[3]를 이용한 경우보다 상대적으로 큰 전압으로 출력 전류 전환을 시킬 수 있다는 장점을 가진다.

3. Experimental Results

제안된 회로의 분석 및 타당성을 검증하기 위해 385V_{dc} 입력에 205V_{dc} 출력의 410W 시작품을 제작하여 실험하였다. 두 개의 트랜스포머의 자화 인덕턴스는 50%의 부하조건에서 영전압 스위칭으로 전환되도록 선정하였으며, 최대 시비율은 0.4로 계산하여 트랜스포머의 턴비를 결정하였다. 또한 진상 레그 스위치들은 영전류 스위칭을 수행하기 때문에 턴오프 손실이 큰 IGBT를 이용하였다. 실험에 사용된 설계 사양은 표1과 같다.

표 1 시스템 설계사양 및 각부 파라미터
Table 1 System specification and parameters

V_{in}	385 V _{dc}	V_o	205 V _{dc}
P_o	410 W	T_s	10 μ s
$n_1=n_2$	1.5	$L_{m1}=L_{m2}$	404 μ H
L_{lkg}	11.2 μ H	$C_{o1}=C_{o2}$	330 nF
C_o	470 μ F *2	S_1, S_2	IRF840
D_{o1}, D_{o2}	10ETF06	S_3, S_4	IRG4PC30FD

그림 4.(a)는 제안된 컨버터의 영전압 스위칭하는 진상 레그 스위치 S_2 의 전압, 전류와 영전류 스위칭하는 지상 레그 스위치 S_4 의 전압, 전류를 보이고 있으며, 그림 4.(b)는 두 개의 트랜스포머의 양단 전압과 1차측 전류를 나타내고 있다.

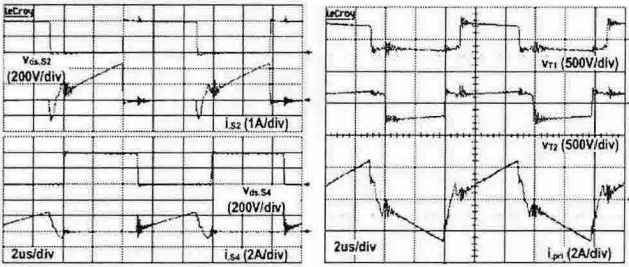


그림 4 제안된 컨버터의 동작파형 I
(a) 진상 레그 스위치(S_2)와 지상 레그 스위치(S_4)의 전압, 전류
(b) 트랜스포머의 1차측 전압, 전류
Fig. 4 Operating waveforms of the proposed converter I
(a) Current and Voltage of leading leg and lagging leg switches
(b) Primary voltage of transformer and Primary current

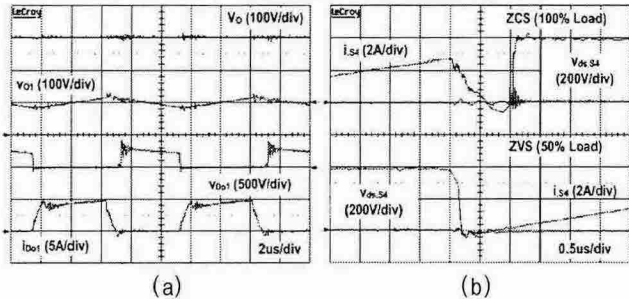


그림 5 제안된 컨버터의 동작파형 II
(a) 출력 전압 및 출력 다이오드 전압, 전류
(b) S_4 의 100%부하에서 영전류 스위칭과 50%부하에서의 영전압 스위칭
Fig. 5 Operating waveforms of the proposed converter II
(a) Output Voltages and Voltage and Current of output rectifiers
(b) ZCS of S_4 at 100% load and ZVS of S_4 at 50% load

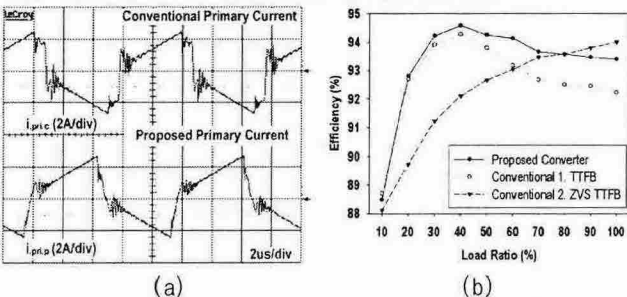


그림 6 기존 컨버터의 일차측 전류와의 비교 및 측정 효율
Fig. 6 Comparison with conventional primary current and measured efficiencies
그림 5.(a)는 출력전압(V_o), 리플전압(v_{oi}), 2차측 다이오드의 전압, 전류를 보이는 것이고, 그림 5.(b)는 100% 부하에서 영전류 스위칭, 50% 부하에서 영전압 스위칭

하는 지상 레그 스위치(S_4)의 전압, 전류를 보이고 있다. 모든 실험 파형이 앞서 설명한 이론적인 파형과 동일함을 알 수 있다. 그림 6.(a)의 기존의 컨버터와의 1차측 전류를 비교를 통하여 영전류 스위칭을 통해 순환전류를 줄여준다는 것을 알 수 있으며, 그림 6.(b)의 기존 TTFB 컨버터들과의 측정된 효율을 비교하였다. 비교된 기존의 컨버터1은 중부하에서는 소프트 스위칭이 되지 않고 50% 부하부터 영전압 스위칭이 이루어지고, 기존의 컨버터 2는 작은 자화 인덕터스(206 μ H)를 이용하여 전 부하 구간에서 영전압 스위칭이 이뤄진다. 하지만 제안된 컨버터는 부하가 50%이상인 경우에는 영전류 스위칭을, 50%이하의 영전압 스위칭을 보장함으로써 넓은 소프트 스위칭범위를 가져 평평한 효율특성 및 최대 94.5%의 효율을 얻을 수 있다. 이것은 PDP와 같이 부하 변동 범위가 넓은 전원에 이용하면 좋을 것이다.

4. Conclusion

본 논문에서는 기존의 두 개의 직렬 연결된 트랜스포머를 가지는 폴브릿지 컨버터에 전압 더블러를 적용하고, 리플 전압을 이용해 영전류 스위칭을 수행하는 컨버터를 제안하였다. 별도의 소자 추가없이 전압 리플만을 이용하여 빠른 출력전류 전환을 이루었고, 순환전류도 줄여주며, 지상 레그 스위치에 중부하에서는 영전류 스위칭을, 경부하에서는 영전압 스위칭을 수행하였다. 또한 영전류 스위칭으로 저가의 IGBT를 이용할 수 있었으며, 기존의 컨버터들에 비해 전부하 구간에서 평평한 효율을 얻을 수 있었다.

모드 해석을 통해서 제안된 컨버터의 동작 원리에 대해서 살펴보고, 이론적인 동작 및 분석 결과들을 PDP 유지 전원에 이용되는 410W급 385V_{dc}-205V_{dc} 시제품 제작을 통해 타당성을 검증하였다.

본 논문에서 제안한 컨버터는 부하특성이 넓은 범위를 가지고 빠르게 변화하는 PDP와 같은 디스플레이 전원에 적합하다.

이 논문은 한국과학기술원 인공위성센터의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn, "Analysis and Design of Phase Shift Full Bridge Converter With Series-Connected Two Transformers", IEEE Trans. On Power Elec., Vol. 19, No. 2, pp. 411-419, 2004, March.
- [2] XinboRuan and Yanguang Yan, "A Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching PWM Full-Bridge Converter using Two Diodes in Series with the Lagging Leg", IEEE Trans. On Industrial Elec., Vol. 48, No. 4, pp. 777-785, 2001, August.
- [3] Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn, "New Zero-Voltage-Switching Phase-Shift Full-Bridge Converter with Low Conduction Losses", IEEE Trans. On Industrial Elec., Vol. 52, No. 1, pp. 228-235, 2005, February.