

직렬 연결된 두개의 트랜스포머를 갖는 새로운 위상천이 폴 브릿지 컨버터

구관본, 김태성, 문건우, 윤명중

한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학 전공

A New Phase Shift Full Bridge Converter with Serially Connected Two Transformers

Gwan-Bon Koo, Tae-Sung Kim, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn
Dept. of EECS, KAIST

ABSTRACT

A new phase shift full bridge converter(PSFB) with serially connected two transformers is proposed. It is well suited for applications in the communication equipment of a few hundred watts. The main features of the proposed converter are a wide input voltage range, an easiness to meet the requirement for zero voltage switching (ZVS) condition at a light load, and a small output voltage ripple. Furthermore, it features high power density since serially connected two transformers can replace both a main transformer and an output inductor. A mode analysis and experimental results are presented to verify the validity of the proposed converter.

1. 서 론

코드 분할 다중 접속 (CDMA) 장비, 차세대 이동통신 (IMT-2000) 장비, 자동교환기 등의 통신장비 등에서는 낮은 높이, 작은 사이즈로 고품질의 전원을 높은 효율로 공급해줄 수 있는 전력공급 장치를 요구하고 있다. 필요로 하는 전력량은 대개 수백W 급의 중대용량이며, 최근 통신 분야의 발달과 더불어서 낮은 전압과 큰 전류를 출력으로 하는 중대용량의 고효율 컨버터 개발은 꼭 필요한 연구 분야라 할 수 있다.

PSFB 컨버터는 스위치들의 gate 신호에 시간지연을 두는 것만으로도 별도의 회로 추가 없이 능동 소자들을 소프트 스위칭 할 수 있으므로, 스위칭 손실을 줄여 효율을 높일 수 있는 장점을 갖고 있다는 점에서 중대용량에 가장 많이 쓰이고 있는 회로 중 하나이다.^{[1][2]}

하지만, PSFB는 다음과 같은 두 가지 단점을 갖고 있다. 첫째, 주 트랜스포머와 출력 필터 등 자기 소자들의 사이즈는 여전히 전체 크기를 좌우하는 가장 큰 요소가 되고 있다는 점이다. 특히 낮은 전압과 큰 전류를 출력으로 하는 컨

버터의 경우에는 출력 인덕터의 사이즈가 상당히 커지므로, 낮은 높이, 작은 사이즈의 고전력밀도 컨버터를 요구하는 통신기기 등에는 적합하지 않다. 둘째, PSFB의 leading leg에 있는 스위치들의 경우는 스위칭을 할 때에 2차측의 출력 인덕터가 1차측에 반영되어 보이게 되므로 ZVS 조건을 만족시켜줄 수 있는 에너지가 충분해서 ZVS에 문제가 없지만, lagging leg에 있는 스위치들의 경우, 누설 인덕턴스만이 1차측에 존재하므로 부하가 작을 때에는 영전압 스위칭을 보장할 수 없으므로 효율의 저감을 초래한다.^{[2][3]} 이에 따라 lagging leg 쪽의 스위치들이 보다 넓은 부하 영역에 대해서도 ZVS 조건을 만족할 수 있도록 해주기 위해서 많은 연구들이 진행되어 왔다.^{[4][5][6]}

하지만 첫째 문제점인 사이즈를 줄이는 것에 대해서는 토폴로지 측면에서 해결하고자 하는 연구가 부족한 실정이었다. 알려진 방법중에서 가장 효율적인 방법의 하나는 하나의 큰 자기 소자를 절반 크기의 자기 소자 두 개로 대체하는 방법이다.^{[7][8]} 두 개로 나뉘어진 트랜스포머 부피의 합은 하나였을 때보다는 작게 구현될 뿐만 아니라, 하나의 소자를 두 개로 나누게 되면서 컨버터의 높이가 낮아지게 되므로, 낮은 높이를 많이 요구하는 통신기기에 더욱 적합하게 제작할 수 있다.

본 논문에서는 주 트랜스포머를 두 개로 나누면서 출력 인덕터의 역할까지도 포함할 수 있도록 하는 새로운 형태의 PSFB를 제안하고자 한다. 시리즈로 연결된 두 개의 컨버터는 하나씩 번갈아가면서 forward 로서의 트랜스포머 역할과 flyback 으로서의 트랜스포머 역할을 하게 된다. 즉, 하나가 출력측으로 직접 전력을 전달하는 동안, 다른 하나는 전력을 저장하고, 반대의 스위치 쌍이 켜지게 되면, 서로 역할을 바꾸어서 동작하게 되는 것이다. 이러한 동작원리 때문에 두 개의 트랜스포머가 주 트랜스포머의 역할 뿐 아니라, 인덕터 역할까지 겸할 수 있게 된다.

본 논문에서는 모드 해석을 통한 회로의 동작원리 설명과 프로토타입 컨버터의 실험 결과를 보임으로써 제안된 회로를 검증하도록 한다.

2. 동작 원리

Fig.1.은 제안된 컨버터의 회로도이다. 네 개의 스위치가 full bridge type으로 구성되어 있고, 두 개의 트랜스포머가

직렬로 연결되어서 번갈아가며 출력단에 전력을 공급하게 된다. 트랜스포머가 교번하며 인덕터로서의 역할을 하기 때문에 출력단에는 출력 인덕터가 따로 필요하지 않고, 캐패시터만으로 필터링을 할 수 있다. Fig.2는 정상상태에서 컨버터 동작의 주요 파형을 나타내고 있다. DT_S 는 dead time을 제외한 각 스위치의 고정된 턴 온 시간, ϕT_S 는 위상이 천이된 시간, $D_{lkg}T_S$ 는 powering 시간 중에서 L_{lkg} 에 의해서 손실되는 부분을 의미한다. 정상상태에서의 모드 해석과 실제에 가까운 입출력비를 얻기 위해서 다음과 같은 가정을 한다.

- ◆ 두 개 트랜스포머는 동일하다. ($L_{m1} = L_{m2} = L_m, L_{lkg1} = L_{lkg2} = L_{lkg}$)
- ◆ 스위치들은 역방향 다이오드와 출력 캐패시터, 그리고 스위치의 턴 온 저항에 의한 전압강하(V_{drop})로 모델링한다.
- ◆ 1차측 전압강하는 스위치의 턴 온 저항에 의해서만 발생한다. ($V'_{in} = V_{in} - V_{drop}$)
- ◆ 출력 다이오드들은 포워드 전압강하(V_{FRM})를 제외하고는 이상적인 소자이다.
- ◆ 2차측 전압강하는 출력 다이오드의 포워드 전압강하에 의해서만 발생한다. ($V'_o = V_o - V_{FRM}$)
- ◆ 출력 전압은 constant 이다.

Fig.3은 각 모드별 등가 회로를 반주기에 대해서 보인 그림이다. 이제 각 모드별 등가 회로를 보면서 제안된 회로의 동작원리를 설명한다.

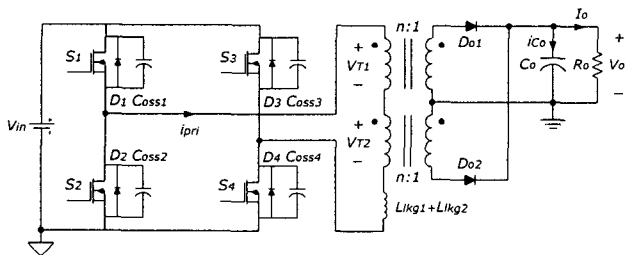


Fig. 1. Schematic of the proposed converter

Mode 1 ($t_0 \leq t \leq t_1; D_{lkg}T_S$): S1이 켜지고 난 뒤에 전류의 방향은 positive로 바뀌었지만, 출력측의 다이오드에 흐르는 전류가 서로 완전하게 commutation이 되지 않았기 때문에 출력 다이오드 두 개가 모두 turn on되어 있으므로, 각각의 트랜스포머의 2차측에는 출력전압이 그대로 걸리게 된다. 따라서 1차측에서는 $2L_{lkg}$ 에 V'_e 이 걸리게 된다. 즉, powering이 일어나지 않는 모드로서 L_{lkg} 때문에 실제적인 duty가 감소되는 구간이다. 트랜스포머의 1차측에 흐르는 전류는 다음의 식과 같이 얻어진다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V'_{in}}{2L_{lkg}}(t - t_0) + i_{pri}(t_0)$$

모드 1은 2차측에서 다이오드에 흐르는 전류 사이의 commutation이 완전하게 이루어지면 모드 2로 넘어가게 된다.

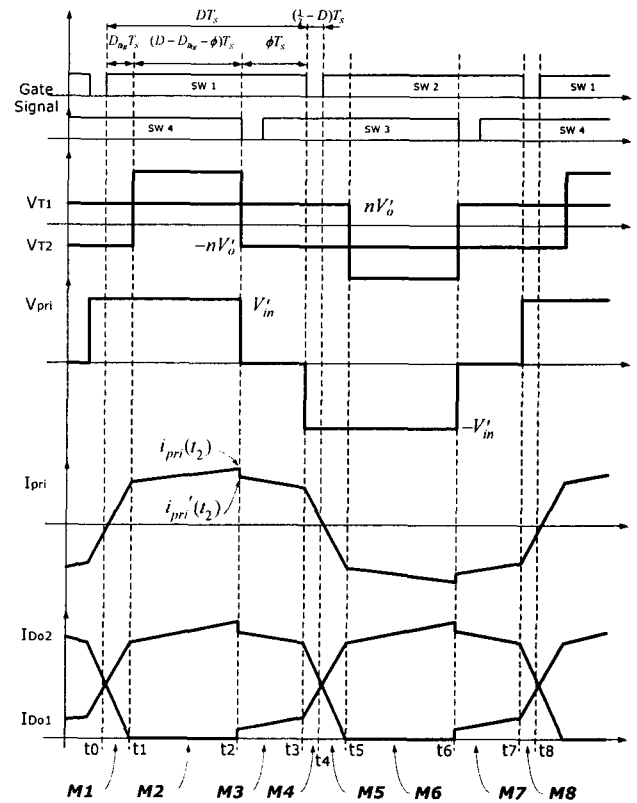


Fig. 2. Key waveforms for mode analysis

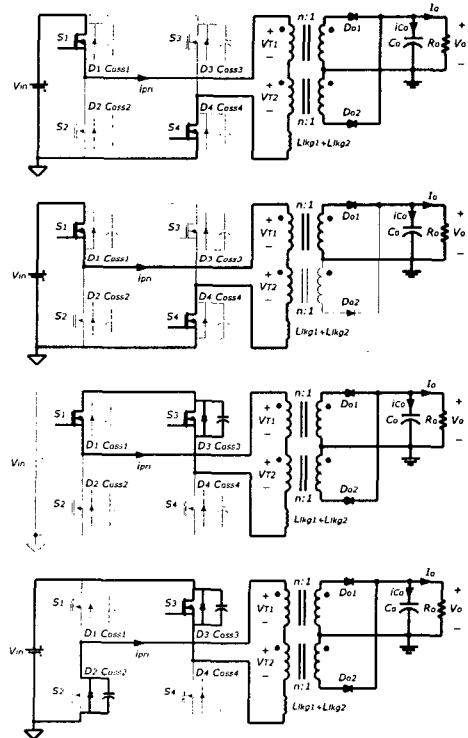


Fig. 3. Mode 1~4

Mode 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$; $(D - D_{lkg} - \phi)T_S$): 첫번째 트랜스포머 T1이 forward type의 컨버터로서 동작하는 구간이다. 두 개의 출력 다이오드에 흐르는 전류 사이에 commutation이 완전하게 이루어졌으므로, D_{O2} 는 역방향 바이어스되어 있고, D_{O1} 만이 도통하기 때문에 T1의 1차측에는 출력전압이 반영되어서 걸리게 되고, 따라서 T2의 L_{m2} 와 두 개의 L_{lkg} 에는 V_e 에서 T1의 양단에 걸리는 전압만큼을 뺀 전압이 걸리게 된다. 즉, 이 구간에서 $L_{m2} + 2L_{lkg}$ 이 출력 인덕터로서의 역할을 하게 되고, 1차측에 흐르는 전류의 기울기를 결정하는 요인이 된다. 이 구간동안에 L_{m2} 에 저장된 flux 형태의 에너지는 모드2를 제외한 나머지 구간에서 D_{O2} 를 통해서 지속적으로 출력으로 방출하게 된다. 트랜스포머의 1차측에 흐르는 전류는 다음의 식과 같이 얻어진다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V'_m - nV'_O}{L_m + 2L_{lkg}}(t - t_1) + i_{pri}(t_1)$$

모드 2는 S4가 꺼지는 순간에 freewheeling을 하는 모드 3으로 넘어가게 된다.

Mode 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$; ϕT_S): S4가 꺼지는 순간에 모드 2에서 L_{m2} 에 flux형태로 저장되어 있던 에너지는 D_{O2} 를 통해서 출력측으로 방출을 시작하며, 출력 다이오드에 흐르는 전류 사이에 commutation을 시작한다. 1차측에서는 S4로 흐르던 전류가 S4가 turn off 됨과 동시에 S3의 출력 캐패시터를 방전시키는 방향으로 흐르게 된다. 이때 S4와 S3의 출력 캐패시터를 각각 충방전시켜주는 데에 필요한 시간은 굉장히 짧아서 거의 zero라고 한다면, 이때 충방전하면서 감소되는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$\Delta i_{pri} = i_{pri}(t_2) - i'_{pri}(t_2) = \sqrt{\frac{8}{3} \times \frac{C_{OSS} + C_{snb}}{L_m + 2L_{lkg}} \times V_m}$$

트랜스포머의 1차측에 흐르는 전류는 다음의 식과 같이 얻어진다.

$$i_{pri}(t) = -\frac{V_{drop}}{2L_{lkg}}(t - t_2) + i'_{pri}(t_2)$$

이상적인 경우라서 1차측에서의 voltage drop이 없다면 모드 3에서의 primary current는 기울기가 0이 되어서, $i'_{pri}(t_2)$ 의 값을 그대로 유지하게 된다. 하지만 실제로는 스위치들의 on drop, 트랜스포머의 권선 저항에 의한 voltage drop 등에 의해서 다소의 전압 강하가 발생하게 되고, 이 값 때문에 primary current의 기울기가 존재하게 된다. 모드 3은 S1이 꺼지면서 regenerating을 하는 모드 4로 된다.

Mode 4 ($t_3 \leq t \leq t_4$; $(0.5 - D)T_S$): S1이 꺼지면 S1으로 흐르던 전류는 입력 source를 거쳐서 S2의 출력 캐패시

터를 방전시키는 방향으로 흐르게 된다. 이 모드를 regenerating mode 라고 하며, 전형적인 PSFB에서는 이 구간에서 전류의 기울기가 급격하게 감소하며 마침내 그 방향이 바뀌게 되므로, S2의 ZVS 조건을 만족시키기가 어렵게 된다. 하지만 제안한 컨버터는 자연적으로 증가한 누설 인덕턴스 성분 때문에 보다 넓은 영역에서 S2의 ZVS조건을 만족시킬 수 있게 된다. 이때의 ZVS 조건은 다음의 식과 같이 된다.

$$\frac{1}{2} \times (2L_{lkg}) \times i_{pri}^2(t_3) \geq 2 \times \frac{2}{3} \times (C_{OSS} + C_{snb}) \times V_m^2$$

직렬로 연결된 두 개의 트랜스포머 때문에 누설 성분이 두 배로 증가되므로 그만큼 부하전류가 줄어들어도 ZVS가 가능하게 되는 것이다. 트랜스포머의 1차측에 흐르는 전류는 다음의 식과 같이 얻어진다.

$$i_{pri}(t) = -\frac{V'_m}{2L_{lkg}}(t - t_3) + i_{pri}(t_3)$$

모드 4는 S1과 S2 사이의 dead time 동안에 이루어지고, S2가 켜지는 순간 모드 5가 시작되게 된다.

Mode 5~8 ($t_4 \leq t \leq t_8 (= t_0)$): 모드 5부터 모드 8은 모드 1부터 모드 4에서 방향만 반대로 되면서 똑같이 반복되는 구간이다. 모드 8이 끝나면 한 주기가 끝나게 되고, 다시 모드 1부터 반복된다.

3. 실험 결과

모드 해석으로부터 입출력 비를 얻어낸 뒤, 다음과 같은 사양을 갖는 컨버터를 설계해서 실험을 함으로써 그 설계식을 검증하도록 한다.

- ◆ 입력 전압 V_e , 36V-60V
- ◆ 출력 전압 V_o , 5V
- ◆ 출력 전력 P_o , 10W-100W
- ◆ 스위칭 주파수 f_s , 100kHz
- ◆ 최대서비율 $D_{eff,max}$, 0.9 at $V_{e,min} = 36V$, full load
- ◆ 턴비 $n = 2.75$
- ◆ 자화 인덕턴스 $L_m = 30 \mu H$

Fig. 4.는 48V 입력 전부하 상황에서의 각 부위의 파형을 나타내고 있다. S2와 S4에 흐르는 전류와 양단에 걸리는 전압의 파형을 맨 위의 그림 네 개가 보여준다. 스위치가 turn on되기 직전에 전류가 음의 방향으로 흘러서 ZVS 조건을 만족시키고 있음을 확인할 수 있다. 그 다음의 그림 네 개는 트랜스포머 1차측의 전압 파형들과 1차측에 흐르는 primary current를 보여준다. 누설 인덕턴스에 의한 파형만 첨가되어서 나타날 뿐 모드 해석에서 보였던 파형과 일치하고 있음을 확인할 수 있다. 맨 아래의 그림 두 개는 출력측

다이오드의 전압과 전류 파형을 보여준다. Fig. 5.는 입력 전압 변화와 부하 조건 변화에 대한 제안한 컨버터의 효율을 보여주는 그림이다. 정격(48Vin, 20A)에서 약 83%의 효율을 보여주고, 최대 89%의 효율을 나타내고 있다.

4. 결론

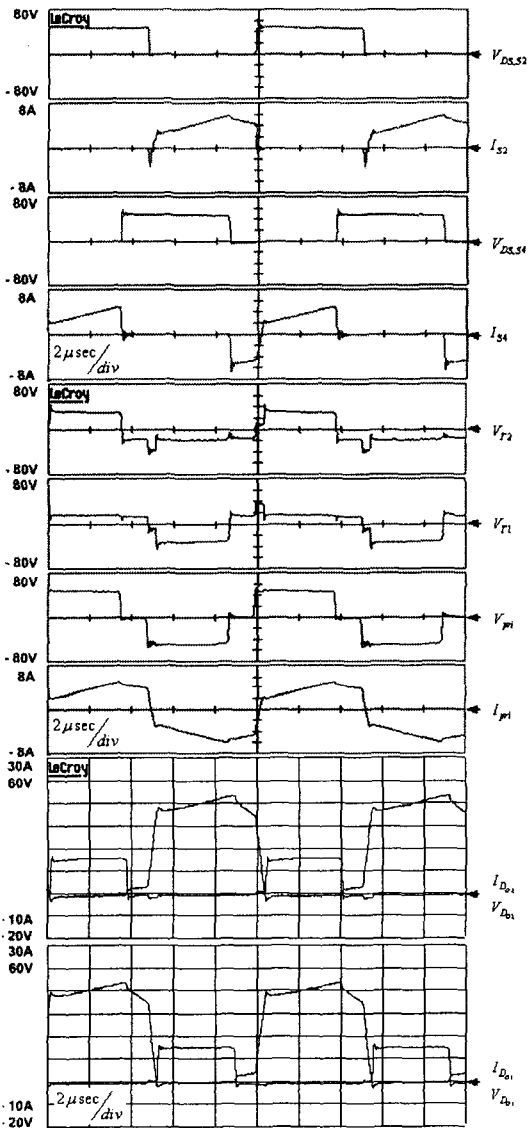


Fig. 5. Experiment waveforms

본 논문에서는 직렬로 연결된 두 개의 트랜스포머를 채용한 PSFB 컨버터를 제안하였다. 그 결과 두 개의 트랜스포머가 교번으로 powering을 담당하면서 주 트랜스포머 뿐만 아니라 출력 인덕터까지 대체할 수 있었고, 컨버터 전체 부피를 줄이는 효과를 얻을 수 있었다. 자세한 모드 해석을 통해서 제안된 컨버터의 동작 원리를 확인했다.

유도된 설계식 대로 여러 통신장비에 적합한 48V 입력, 5V 출력의 100W 급 컨버터를 설계한 뒤 prototype을 제작해서 그 타당성을 검증했다. 제안된 컨버터의 효율은 정격에서 약 83% 이상을 나타냈으며, 최대 89% 까지 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제안한 컨버터는 48V bus를 이용하면서 고전력밀도의 전력 변환기를 요구하는 통신장비 등에 적합하다.

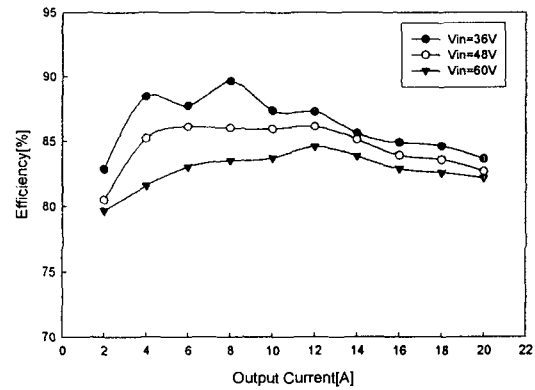


Fig. 5. Efficiency under the line and load variations

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", in Proc. IEEE APEC, 1990, pp.275-284
- [2] Loveday H. Mweene, Chris A. Wright, and Martin F. Schlecht, "A 1kW 500kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.6, No.3, pp.398-407, 1991
- [3] A. Rajapandian, V. Ramanarayanan, and R. Ramkumar, "A 250kHz/560W Phase Modulated Converter", in Proc. IEEE PEDES, 1996, 20-26
- [4] W. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, and J.A. Sabate, "A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converters", in Proc. IEEE APEC, 1995, 893-899
- [5] Richard Redl, Nathan O. Sokal, and Laszlo Balogh, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5kW, 100kHz", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.6, No.3, pp.408-418
- [6] Rajapandian Ayyanar and Ned Mohan, "Novel Soft-Switching DC-DC Converter with Full ZVS-Range and Reduced Filter Requirement-Part I: Regulated-Output Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.16, No.2, 2001, pp184-192
- [7] Joseph H. Mulkern, Christopher P. Henze, and David S. Lo, "A High-Reliability, Low-Cost, Interleaved Bridge Converter", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol.38, No.4, pp.777-783, 1991
- [8] Yonghan Kang, Byungcho Choi, and Wonseok Lim, "Analysis and Design of a Forward-Flyback Converter Employing Two Transformers", in Proc. IEEE PESC, 2001, pp.357-362