

7kW OBC를 위한 풀 브릿지 구조의 양방향 플라이백 설계

공소정, 최재혁, 김진수, 이준영[†]
 명지대학교

Design of bidirectional flyback with full-bridge structure for 7kW OBC

So-Jeong Kong, Jae-Hyuck Choi, Jin-Su Kim, Jun-Young Lee[†]
 Myongji University

ABSTRACT

본 논문에서는 기존 플라이백 컨버터의 높은 전압 스트레스를 고려하여 풀 브릿지 구조의 플라이백을 제안한다. 누설 인덕턴스 에너지 재이용 및 ZVS(zero-voltage switching) 달성을 통한 손실 저감을 목적으로 능동 클램프 회로를 적용하였다. 또한, 능동 클램프 플라이백 회로에서 풀 브릿지 구조를 적용함으로써 전력 반도체를 650 V급 Si-MOSFET으로 선정하였다. 본 논문에서 제안하는 프로토타입은 양방향 대칭 구조로 설계되었으며, 스위칭 주파수 80 kHz 조건에서 입력 전압 400 V, 출력 전압 100~450 V 구간에서 동작하도록 설계하였다. 제안하는 프로토타입은 정·역방향 최대 부하 효율 97%를 달성하여 7 kW급 OBC(on-board charger)를 위한 양방향 DC/DC 컨버터로서의 사용 가능성을 확인하였다.

1. 서론

최근 내연기관 차량 운행 제한 강화, 전기차 수요 증가, 다수 국가의 CO₂ 배출 규제 등으로 전동화 차량의 보급량은 점차 증가하고 있다. 내연기관차와 달리 전동화 차량에는 차량 하부에 배터리가 위치하게 되며, 기존 내연기관 차량 제작에 필수적이던 일부 부품들의 제작보다 배터리 제어 및 전력 변환 및 전달 장치 개발의 중요성이 증대되고 있다.

최근 고속 충전 및 경량화를 위한 400 V 이상의 고전압 배터리 사용이 증가하였으며, 배터리에 저장된 직류 전원을 차량 외부의 부하나 전력 계통망에 연계, 전력 공급하는 기능(V2X)의 요구가 증가하고 있다. 국내에서도 전기차 및 완속 충전시설에 대한 양방향 충전기술 탑재 의무화에 대한 논의가 활발히 진행 중이며, 현재 일부 기업에서 V2X 상용화를 위한 실증 시험이 이뤄지고 있다. 해당 통신 기술의 개발에는 OBC(on-board charger)에 양방향 전력 변환 기술의 적용이 필수적이다.

OBC는 크게 외부 교류 전원을 직류 전원으로 변환하는 AC/DC 컨버터와 변환된 직류 전원을 통해 출력 측 배터리를 충·방전하는 DC/DC 컨버터로 구분할 수 있다. 양방향 OBC에서 DC/DC 컨버터 선정 시 LLC, CLLC 공진형 컨버터의 경우 전 부하 영역에서 ZVS(zero-voltage switching) 가능하고 스위치에 낮은 전압 스트레스가 인가되는 장점을 고려할 수 있다. 하지만 두 개의 공진형 컨버터의 경우 넓은 출력 전압 범위에 대응하기 위해서는 가변 주파수 제어를 통한 전압 범위 설정이 요구되기 때문에 토폴로지 설계 및 제어가 불리한 단점이 있다. 또한 LLC 공진형 컨버터의 경우 양방향 동일 이득 설계에 불리하다. DAB(dual active bridge) 컨버터의 경우 1차 측과 2차 측의 위상을 제어하여

양방향 전력 전달에 용이성을 가지고 있다. DAB 컨버터 또한 모든 반도체 스위치의 ZVS 동작으로 고효율 달성이 가능하다. 또한, 고정 주파수 제어를 통해 넓은 입·출력 전압에 대응이 가능하다는 장점이 있다. 하지만, 입력 전압과 출력 전압의 차이가 크면 과도한 순환 전류가 발생하기 때문에 넓은 출력 전압 범위를 가지는 하드웨어 설계에 제한이 있다. 양방향 능동 클램프 플라이백(active-clamp Flyback) 컨버터의 경우 전 부하 영역에서 ZVS가 가능하고 고정 주파수에서 PWM 제어 방식을 채택하여 넓은 출력 전압 범위에서 상대적으로 제어가 용이하다. 하지만, 플라이백 컨버터 특성 상 스위치에 높은 전압 스트레스가 인가되어 높은 내압 사양의 전력 반도체 선정이 필수적이라는 단점이 있다.^[1]

높은 전기적 스트레스를 감당하기 위해서는 SiC-FET 선정이 불가피하였지만, 제품 개발에 있어 경제적 부담을 고려하지 않을 수 없다. 그렇기 때문에 기존 차량용 충전기 회로로 플라이백 컨버터와 같은 높은 전압 스트레스를 가진 회로의 검토는 배제되어 왔다. SiC-FET를 선정하여 플라이백 컨버터를 기반으로한 충전기 제작이 가능하지만 전력반도체 선정에 제한이 있다. 이러한 단점을 보완하여 본 논문에서는 풀 브릿지 구조를 채택하여 높은 전압 스트레스를 분산시켜 Si-FET의 선정이 가능함을 확인하고, 해당 구조의 플라이백 컨버터가 양방향 DC/DC 컨버터 회로로서의 사용 가능성을 검증한다.

2. 제안하는 회로

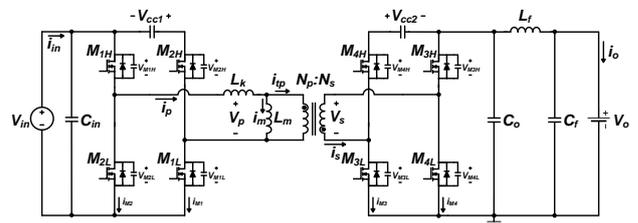


그림1 제안하는 풀브릿지 플라이백
 Fig.1 Proposed full-bridge flyback

본 논문에서는 풀 브릿지 구조를 채택한 양방향 플라이백을 제시하며 이는 그림 1과 같으며 주요 파형은 그림 2를 통해 나타내었다. 제안 회로는 1,2차 측 메인 스위치 M₁, M₃와 클램프 스위치 M₂, M₄로 구성된 대칭 구조를 가지고 있다. 기존 플라이백 회로의 단점인 높은 스위칭 손실을 능동 클램프 회로를 통해 누설 인덕턴스에 저장된 에너지를 재이용하고 메인 스위치의 기생 커패시터를 방전시켜 스위치의 ZVS 동작을 구현함으로써

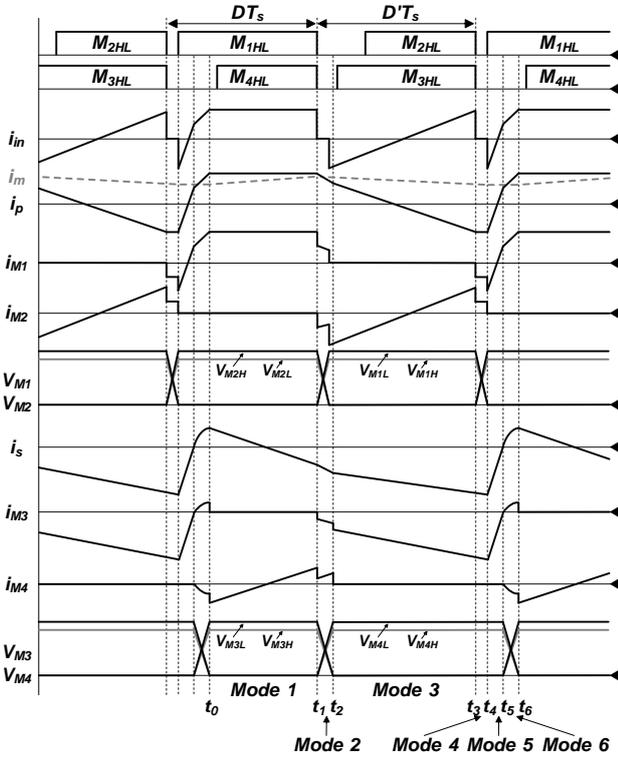


그림2 제안하는 회로의 주요 파형
Fig.2 Key waveforms of the proposed circuit

보완하고자 하였다. 이 때, 메인 스위치와 클램프 스위치가 동시에 켜질 경우 스위치 간 potential exchange를 방해할 수 있기 때문에 적절한 데드타임 T_{dead} 설계가 필요하다. 여기서 T_{dead} 는 메인 스위치 M_1, M_3 사이의 데드타임을 의미한다.

ZVS 조건을 만족하기 위해서는 적절한 누설 인덕턴스와 클램프 커패시턴스의 설계가 요구된다. ZVS 조건으로는 스위치의 기생 커패시터는 해당 스위치에 인가된 전압만큼 충전되며 해당 전압까지 커패시터가 충전되기까지의 시간은 T_{dead} 보다 작아야한다. 또한 기생 커패시터가 충전된 시점에서 1차 측 변압기 전류 i_p 는 0보다 커야한다. 이러한 조건들을 반영한 누설 인덕턴스 설계 수식은 식 (1)과 같다. 이 때 메인 스위치 M_1, M_3 의 기생 커패시턴스 C_{dsm} , 클램프 스위치 M_2, M_4 의 기생 커패시턴스를 C_{dsc} 라고 정의한다. n 은 변압기 1차 측과 2차 측 권선 비율을 나타내며 $n=N_p/N_s$ 이다. 또한 1차 측 모든 스위치에 걸리는 전압은 $(V_{in}+nV_o)/2$ 으로 근사화하여 수식에 반영한다.

클램프 커패시터의 설계는 누설 인덕턴스 L_k 설계 값을 바탕으로 하며 동작 범위의 최소 동작 시비율 D_{min} 가 반영된다. 제안하는 프로토타입의 경우 출력 전압이 가장 낮은 100 V에서 최소 동작 시비율으로 동작하게 된다. 클램프 커패시터 설계 수식은 누설 인덕턴스와 반 주기 공진하는 것을 반영하여 수식 (2)와 같다.

$$L_k \geq \frac{i_p(V_{in} + nV_o)T_{dead} - 0.25(C_{dsm} + C_{dsc}) \cdot (V_{in} + nV_o)^2}{2I_p^2} \quad (1)$$

$$C_c = \frac{(1 - D_{min})^2}{\pi^2 L_k f_s^2} \quad [2] \quad (2)$$

플라이백 컨버터의 변압기는 1,2차 측의 절연과 에너지를 전달

및 저장하는 역할을 수행한다. 변압기의 A_p 는 식 (3)을 통해 설계하였다. 이 때 J 는 전류밀도, B_m 은 최대 자속밀도를 의미한다. 해당 수식을 통해 도출된 A_p 값에 알맞는 코어를 선정하기 위하여 변압기 코어는 EI6044 코어를 5병렬하여 제작하였다.

$$A_p = \left(\frac{L_m i_{m,pk} i_{m,avg} 10^4}{0.2 \cdot J B_m} \right)^{1.31} \quad (3)$$

3. 실험 결과

본 논문에서는 폴 브릿지 구조를 가지는 양방향 플라이백 컨버터의 프로토타입을 제작하고 실제 실험을 통해 성능을 확인한 결과를 나타낸다. 제안 회로의 프로토타입은 그림 3과 같고 7 kW급 입력 전압 $V_{in}=400$ V, 출력 전압 $V_o=100\sim 450$ V 범위에서 설계되었다. 해당 프로토타입 제작에 필요한 설계 사양은 표 1과 같다.

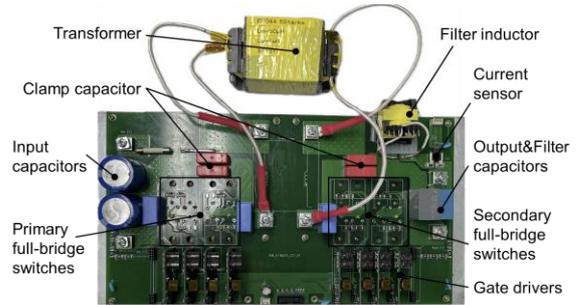


그림3 제안하는 회로의 프로토타입 제작 사진
Fig.3 Photograph of the prototype of the proposed circuit

표 1 프로토타입 설계 사양

Table 1 Design specification of the prototype

파라미터	값
정격 전력(P_o)	7 kW
입력 전압(V_{in})	400 V
출력 전압(V_o)	100 ~ 450 V
스위칭 주파수(f_s)	80 kHz
전력 반도체($M_1\sim M_4$)	IPW65R041CFD
클램프 커패시터(C_{c1}, C_{c2})	2 μ F
자화 인덕턴스(L_m)	50 μ H
누설 인덕턴스(L_k)	4 μ H
변압기 코어	EI6044 * 5
변압기 권선 비($N_p:N_s$)	1:1
출력 커패시터(C_o)	10 μ F
출력 필터 인덕터(L_f)	50 μ H
출력 필터 커패시터(C_f)	2.2 μ F

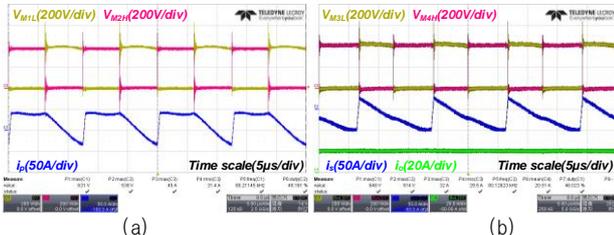


그림4 정방향 실험 파형 (a) 1차 측 M_{H1} , M_{H2} 스위치 V_{ds} , 1차 측 변압기 전류 i_p (b) 2차 측 M_{L1} , M_{L2} 스위치 V_{ds} , 2차 측 변압기 전류 i_s , 출력 전류 i_o

Fig.4 Experimental waveforms of forward operation (a) V_{ds} of primary switches M_{H1} , M_{H2} , transformer primary current i_p (b) V_{ds} of secondary switches M_{L1} , M_{L2} , transformer secondary current i_s , output current i_o

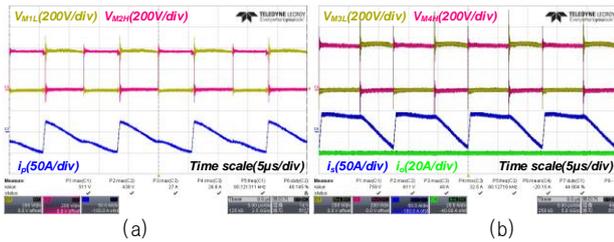


그림5 역방향 실험 파형 (a) 1차 측 M_{H1} , M_{H2} 스위치 V_{ds} , 1차 측 변압기 전류 i_p (b) 2차 측 M_{L1} , M_{L2} 스위치 V_{ds} , 2차 측 변압기 전류 i_s , 출력 전류 i_o

Fig.5 Experimental waveforms of reverse operation (a) V_{ds} of primary switches M_{H1} , M_{H2} , transformer primary current i_p (b) V_{ds} of secondary switches M_{L1} , M_{L2} , transformer secondary current i_s , output current i_o

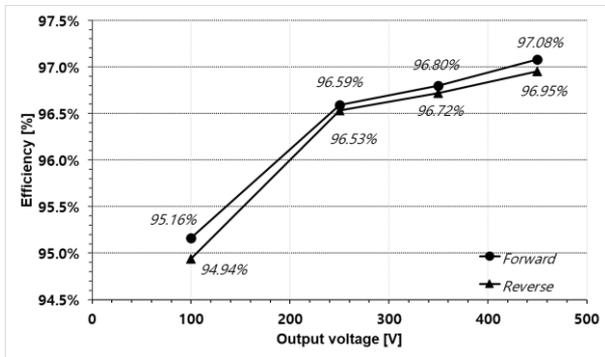


그림6 정/역방향 동작 시 출력 전압 범위에 따른 최대 부하 효율
Fig.6 Efficiency of 7 kW forward/reverse operation according to the output voltage at full load

그림 4 과 그림 5 은 정·역방향 동작 시 최대 출력 전류 조건인 입력 전압 400 V, 출력 전압 350 V에서 동작 파형을 나타낸다. 해당 조건을 포함하여 출력 전압 100 V, 250 V, 450 V 조건에서 최대 부하 효율을 수집하였을 때, 그림 6과 같이 정·역방향 동작 효율은 모든 전압 조건에서 0.3% 이내의 차이를 보여 유사한 효율 결과를 나타내었다. 이를 통해 정·역방향 동작 이득이 거의 동일함을 확인하였다. 또한 출력 전압 450 V 조건에서 정방향 동작 시 최대 부하 효율 97.08%를 달성하였다.

본 논문에서 제안하는 회로의 상시 양방향 출력을 확인하기 위해 출력단 배터리 전압을 대신하여 DC 파워 서플라이를 통해 모의하였다. 배터리 충·방전 시험을 모의하여 +/-8A 전류가 연속적으로 정상 도통되었음을 확인하였으며 그림 7을 통해 나타내었다. 전향 보상(feed-forward)을 통해 입·출력 전압에 따른 전압 이득식을 인가하여 영전류 제어 및 연속 충·방전 동작을 안정적

으로 구현 가능하였다.

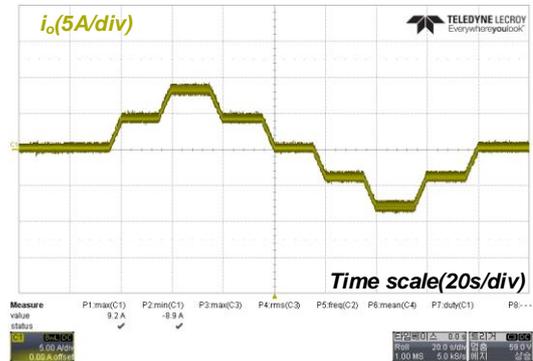


그림7 연속 충/방전 전류 제어 파형

Fig.7 Continuous charging/discharging current control waveform

4. 결론

본 논문에서는 입력 전압 400 V, 출력 전압 100~450 V의 사양으로 7 kW 풀 브릿지 구조를 채택한 양방향 플라이백 컨버터를 설계 및 제작 내용을 발표하였다. 풀 브릿지 구조를 사용함으로써 650 V급 Si-MOSFET을 스위칭 소자로 선정하고, 기존 플라이백 컨버터의 높은 전압 스트레스를 가지는 단점을 보완하여 양방향 충전기 회로로서의 검토 가능성을 확인하였다. 본 논문에서 제안하는 프로토타입은 양방향 대칭 구조로 간단한 구조를 가지며, PWM 제어 방식을 통해 넓은 출력 전압 범위를 설정할 수 있다. 또한, 해당 프로토타입은 최대 부하 조건에서 정·역방향 최대 효율 97%를 달성하였으며 상시 양방향 정상 동작을 검증하였다. 추후 최대 출력 전류 +/-20A 범위에서의 상시 양방향 동작을 확인함으로써 7 kW OBC를 위한 양방향 DC/DC 컨버터로서의 사용 가능성을 검증할 계획이다.

본 연구는 국토교통과학기술진흥원의 “고부가가치 융복합 물류 배송·인프라 혁신기술개발 사업”의 연구지원 (RS-2021-KA162618) 과 한국산업기술평가관리원의 “수소전기상용차용 전력변환장치 전력밀도 향상 및 차량 장착성 확보기술 개발” (No. 20018958) 연구비 지원을 받아 수행된 연구임.

참고 문헌

- [1] 권혁민. "액티브 클램프 회로를 적용한 3.3kW급 대칭구조 양방향 플라이백 컨버터 설계." 국내석사학위논문 명지대학교 대학원, 2023. 경기도
- [2] 이준영, 문건우, 구관본, 윤명중. (1999). 능동 클램프 회로를 적용한 단상 ZCS 공진형 역물개선 컨버터. 전력전자학회논문지, 4(6), 539-546.