

배터리 팩 통합형 양방향 부분전력처리 컨버터용 능동 클램프의 동작 및 설계

정석진, 박진수, 웬 웬 안, 최성진
울산대학교 대학원 전기전자컴퓨터공학과

Operation and Design of Active-Clamp Circuit for a Battery Pack-Integrated Bidirectional Partial Power Processing Converter

Seok-Jin Jeong¹, Jin-Su Park², Nguyen Anh Nguyen³, Sung-Jin Choi*

Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Ulsan, South Korea

¹hotbreak64@mail.ulsan.ac.kr, ²jjuu1205@naver.com, ³nanh1995@gmail.com, *sjchoi@ulsan.ac.kr

ABSTRACT

부분전력처리(Partial Power Processing, PPP)는 시스템 총 전력 중 일부만 컨버터를 통해 처리하는 방식으로, 컨버터 자체 효율보다 더 높은 시스템 효율을 달성하고 컨버터의 부피를 감소시키는 장점을 가진다. 특히, 배터리 에너지저장 시스템(Battery Energy Storage System, BESS)과 같은 응용 분야에서는 PPP용 컨버터로서 양방향 컨버터 토폴로지가 필수적이다. 본 논문은 BESS에 적합한 양방향 PPP용 DC-DC 컨버터 중 하프 브리지-푸시 풀(HB-PP) 토폴로지의 설계 방법을 제안한다. 또한 스위치 전압 서지의 억제를 가능하게 하는 능동 클램핑 스너버의 설계를 포함하였다.

1. 서론

배터리 에너지저장 시스템(BESS)은 신재생 에너지 발전 설비의 확대에 따른 출력 간헐성 및 예측 불가능성을 해결하기 위한 대안 중 하나이다. DC-DC 컨버터는 전력 계통과 BESS 간 연계에 있어 필수적인 요소이고, 일반적으로 컨버터의 용량은 배터리 용량과 동일하게 설계된다. 따라서, 에너지 저장량을 늘리기 위해 배터리 용량을 증가시키는 경우 컨버터의 용량도 동일하게 증가하여 시스템 전체 부피 증가 및 에너지 밀도 저하의 원인이 된다.

이러한 단점을 해결하기 위해 컨버터가 시스템 전력의 일부만 처리하는 부분전력처리 방식을 고려할 수 있다. 해당 방식은 시스템 손실이 컨버터의 처리 전력 내에서만 발생하기 때문에, 기존 전력처리 방식에 비해 시스템 효율을 향상시킬 수 있다. BESS에 적합한 부분전력처리용 토폴로지는 높은 전압 이득 및 절연형 토폴로지를 요구하고, 해당 요구 조건을 만족하는 DAB(Dual Active Bridge) 및 하프브리지-푸시 풀(HB-PP)을 고려할 수 있다. 두 토폴로지의 비교 결과를 표 1에 나타내었다. HB-PP는 DAB에 비해 스위칭 소자의 수를 저감할 수 있어 에너지 밀도를 증가시킬 수 있다는 점에 고려하여, BESS용 부분전력처리 컨버터 토폴로지로서 HB-PP를 선택하였다.

그러나, HB-PP의 동작 중 변압기의 누설 인덕턴스 및 스위칭 소자의 기생성분으로 인해 스위칭 시 소자 양단에 전압 서지가 발생한다. 이는 컨버터의 효율을 저하시킬 뿐만 아니라, 소자에 지속적인 스트레스 및 시스템 안정성 저하를 초래한다. 본 논문에서는 능동 클램프 방식을 적용한 부분전력처리용 HB-PP 컨버터의 동작 원리에 대해 분석하고, PLECS 시뮬레

항목	DAB	HB-PP (능동 클램프 적용)
스위칭 소자 수	8	6
인덕터 수	1	2
커패시터 수	2	3
변압기 수	1	1
스위칭 소자 전압 스트레스	V_{bt} (1차측) V_{conv} (2차측)	V_{bt} (1차측) V_{conv} (2차측)

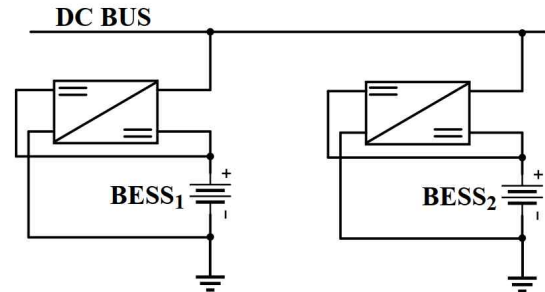


그림 1. 부분전력처리 방식을 적용한 BESS 시스템

이션을 통해 능동 클램프의 서지 보호 효과에 대해 검증하고자 한다.

2. 제안하는 회로의 동작분석

2.1. 부분전력처리 조건 및 토폴로지 분석

그림 1은 부분전력처리 방식을 적용한 BESS의 결선 방식을 나타낸다. 그림과 같이 배터리는 컨버터의 한 쪽 단자에 병렬로 연결되어 있고, 반대편 단자는 배터리와 DC 계통 사이에 직렬로 연결되어 있다. BESS의 특성상 컨버터는 배터리에서 계통, 계통에서 배터리로의 전력 흐름이 모두 가능해야 하는데, 배터리에서 계통으로 전력이 전달되는 경우 시스템은 IPOS 승압, 반대의 경우 ISOP 강압 모드로 동작한다[1].

두 구조 모두에서, 시스템의 효율은 다음과 같다.

$$\eta_{sys} = \frac{P_{sys,out}}{P_{sys,in}} = \frac{\eta_{conv}}{K_p + \eta_{conv}(1 - K_p)} \quad (1)$$

여기서, η_{sys} 는 시스템의 효율, η_{conv} 는 컨버터의 효율이고, K_p 는 시스템의 부분전력처리비로 식 (2)와 같이 컨버터와 시스템의 출력전력의 비로 정의한다.

표 1. DAB와 HB-PP 토폴로지 비교

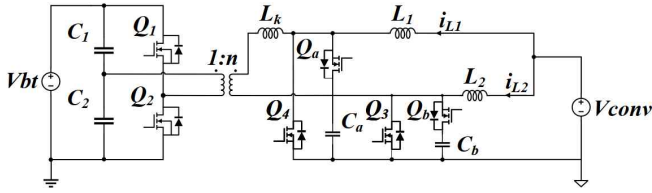


그림 2. 능동 클램프 회로가 적용된 HB-PP 토폴로지

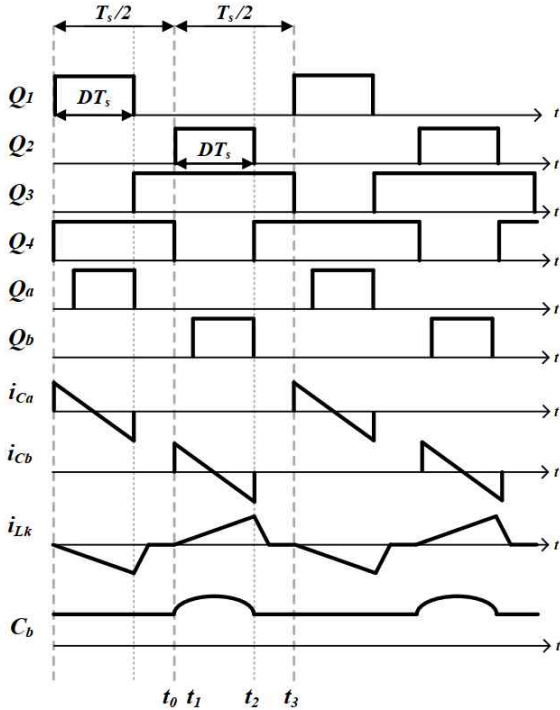


그림 3. 스위칭 펄스 및 클램프 회로의 동작 파형

$$K_p = \frac{P_{conv,out}}{P_{sys,out}} \quad (2)$$

K_p 가 감소할수록, 시스템 효율이 1에 가까워지기 때문에 부분전력치리에서 컨버터의 처리전력은 시스템 효율을 좌우한다. 또한, K_p 의 저감을 위해서는 높은 입출력 전압비의 토폴로지를, 컨버터를 DC 계통과 배터리 사이에 배치하여 흐름 제어를 원활히 하기 위해서는 절연형 토폴로지를 필요로 한다. 본 논문에서 고려한 HB-PP 토폴로지의 경우, IPOS 승압 모드에서 입출력 전압비는 식 (3)과 같다.

$$G_v = \frac{V_{conv}}{V_{bt}} = \frac{D}{2N} \quad (3)$$

하프브리지 측 스위치의 듀티 D 와 변압기의 권선비 $N = N_p/N_s$ 을 조절하는 것으로, 해당 토폴로지는 입출력 전압비를 적절히 조절할 수 있어 상기한 조건을 모두 만족할 수 있다.

2.2. HB-PP에서 능동 클램프의 필요성

기존 하프브리지-푸시 풀 구조는 하프브리지와 푸시 풀 측에 각각 2개의 스위치로 구성된다. Q_1-Q_3 , Q_2-Q_4 는 상보적 스위칭을 하며, Q_1-Q_2 의 스위칭 펄스는 180° 의 위상차를 가진다.

이러한 스위칭 펄스에 따라 동작 중 스위칭 상태를 변화하는 과정에서, 변압기의 누설 인덕턴스 및 스위칭 소자의 기생 커패시턴스에 의해 높은 전압서지가 스위칭 소자에 발생할 수 있다. 특히, 하프브리지에 비해 높은 전류를 처리하는 푸시 풀 단에서 이러한 현상이 두드러지게 나타난다. 이러한 전압서지는 컨버터의 효율을 저하시킬 뿐 아니라, 소자에 지속적으로 부담이 되며 시스템 안정성을 저하시키는 요인이 되므로 서지의 저감은 필수적이다. RC 스너버를 이용한 서지 저감의 경우, 서지시 발생하는 에너지를 저항을 통해 열에너지로 소비하기 때문에 컨버터의 효율 개선이 어렵다. 반면 능동 클램프 스너버의 경우, 누설 인덕턴스와 클램프 커패시터 간 공진으로 서지 에너지를 재활용하는 것이 가능하다. 푸시 풀 단의 서지 에너지를 집중적으로 저감하기 위해 2개의 스위치 소자와 커패시터를 추가로 사용하였으며, 적용 결과는 그림 2에 나타내었다.

2.3. 동작 모드 분석

BESS 충전 모드의 스위칭 펄스 및 전류, 전압 파형을 그림 3에 나타내었다. 컨버터의 동작은 한 번의 스위칭 주기 동안, 스위칭 펄스의 조합에 따라 6개의 모드로 구성되며, 펄스의 대칭성을 고려했을 때 본 논문에서는 Q_3 의 차단 이후 다시 도통까지의 동작에 대해서만 해석한다. 해석의 편의를 위해, 다음과 같은 조건을 가정하였다.

- 1) 스위치의 출력 커패시턴스 C_{Q3} , C_{Q4} 와 변압기의 누설 인덕턴스 L_k 를 제외한 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 하프 브리지 단의 입력 커패시턴스는 충분히 커서, 각 동작 단계에서 전압은 일정하게 유지된다.
- 3) 푸시 풀 단의 인덕턴스 (L_1 및 L_2)는 L_k 에 비해 충분히 커서, 각 동작 단계에서 해당 인덕터의 전류는 거의 일정하다.
- 4) 하프브리지를 1차측, 푸시 풀단을 2차측으로 칭한다.
- 5) t_0 직전, Q_3 과 Q_4 는 모두 도통되어 있어 L_1 및 L_2 는 모두 에너지를 저장한다. 이때, 변압기를 통한 에너지 전달은 발생하지 않기 때문에, L_k 와 C_b 의 전압, 전류는 모두 0이다.

모드 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

$t = t_0$ 에서 Q_3 이 차단되고 Q_1 이 도통되어 변압기 1차측을 통한 에너지 전달 경로가 형성된다. Q_3 의 차단 직후, L_2 에서 Q_3 의 드레인-소스로 흐르던 전류는 능동 클램프 스위치 Q_b 의 역병렬 다이오드를 통해 클램프 커패시터 C_b 를 통과하여 C_b 를 충전한다. 해당 시간 구간에서 L_k 와 C_b 간의 공진 경로가 형성되고, 각각의 전압 및 전류는 다음과 같다.

$$v(t) = -V_s + (V_{C_b}(t_0) + V_s)\cos(w_0 t) + \frac{I_{L_2}(t_0)}{w_0 C_b}\sin(w_0 t) \quad (4)$$

$$i_c(t) = -(V_{C_b}(t_0) + V_s)C_b w_0 \sin(w_0 t) + I_{L_2}(t_0)\cos(w_0 t) \quad (5)$$

$$i_L(t) = -(V_{C_b}(t_0) + V_s)\cos(w_0 t) + \frac{I_{L_2}(t_0)}{w_0 C} \sin(w_0 t) \quad (6)$$

여기서, $V_{C_b}(t_0)$, $I_{L_2}(t_0)$ 은 각각 t_0 에서 C_b 의 전압과 L_2 의 전류를 의미하고, V_s 는 변압기 2차측에 투영된 변압기 1차측의 전압이다. 공진 주파수 w_0 는 아래와 같다.

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_b L_k}} \quad (7)$$

공진전류는 Q_b 의 역병렬 다이오드를 통해 흐르기 때문에, 전류의 방향이 반대가 되기 이전에 스위치를 도통하는 것으로 영전압(ZVS) 턴온이 가능하다. 즉, ZVS 턴온을 달성하기 위해

표 2. 시뮬레이션에 사용된 회로 상수

V_{bt}	360 V	V_{conv}	40 V
V_{bus}	400 V	I_{bus}	62.5 A
P_{sys}	25 kW	P_{conv}	2.5 kW
D	0% ~ 45%	N	1.5
f_s	100 kHz	C_a, C_b	300 nF
L_k	3.5 μ H	L_1, L_2	200 μ H
C_{RC}	20 nF	R_{RC}	10 Ω

서 능동 클램프 스위치 Q_b 는 전류의 극성이 음으로 변화하기 이전에 도통되어야 하며, 식 (5)으로부터 Q_b 의 전류가 0이 되는 시간을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_1 \leq \frac{1}{\omega_0} (\tan^{-1}(\frac{I_L(t_0)}{w_0 C_b (V_s + V_{C_b}(t_0))}) + t_0) \quad (8)$$

모드 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

$t=t_1$ 에 도달하게 되면, Q_b 가 도통되어 공진 전류가 Q_b 의 드레인-소스를 통해 L_k 로 전달되고 해당 과정에서 C_b 에 저장된 에너지가 변압기를 통해 1차측으로 전달된다. $t=t_1$ 이전에 Q_b 가 턴온되어 드레인-소스를 통해 커패시터의 전류가 흐르기 때문에, Q_b 를 통하는 전류는 C_b 의 전류와 동일하다.

클램프 커패시터의 전류 극성이 양이 되기 이전에 모드 3으로의 전환이 일어나야 하므로, 공진 주기의 3/4 이전에 Q_3 의 도통 및 Q_b 와 Q_2 의 차단이 발생해야 한다. 따라서, 클램프 커패시터는 식 (9)보다 큰 값으로 선정해야 한다.

$$C_{a,b \min} = \frac{4D_{\max}^2 T_s^2}{9\pi^2 L_k} \quad (9)$$

여기서, D_{\max} 는 1차측 스위치의 최대 듀티비로, 2차측 스위치의 최소 턴 오프 비율과 동일하다.

모드 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

해당 모드에서, 누설 인덕턴스에 저장된 에너지의 방출이 시작되어 변압기를 통해 1차측으로 전달되어 Q_2 의 역병렬 다이오드를 통해 C_2 를 충전한다. 누설 인덕턴스의 에너지가 완전히 방출된 이후, 변압기를 통한 에너지 전달은 다음 모드의 시작까지 발생하지 않고, L_1 와 L_2 는 각각 Q_4 , Q_3 을 통해 에너지를 충전한다. t_3 에서 Q_1 의 도통 및 Q_4 의 차단 동작이 발생하여 모드 1, 2에서와 유사한 형태의 동작이 Q_1 , Q_4 및 Q_a 에서 발생한다.

3. 시뮬레이션 검증

상기한 능동 클램프의 설계 및 성능 검증을 통해 진행하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로상수들의 값을 표 2에 나타내었다. 1차측 스위치의 듀티가 0.5 이상이면 1차측에서 단락이 발생하기 때문에, 1차측 스위치의 최대 듀티 D_{\max} 는 0.45로 제한하였다. 이를 식 (9)에 대입하여 계산한 클램프 커패시터의 최소값은 $C_{a,b \min} = 270 \text{ nF}$ 이므로, $C_{a,b \min} = 300 \text{ nF}$ 로 클램프 커패시터를 선정하였다.

시뮬레이션을 통해 25kW BESS용 2.5kW 하프브리지-푸시 풀 컨버터가 62.5A 정전류 제어로 BESS 충전모드로 동작하는

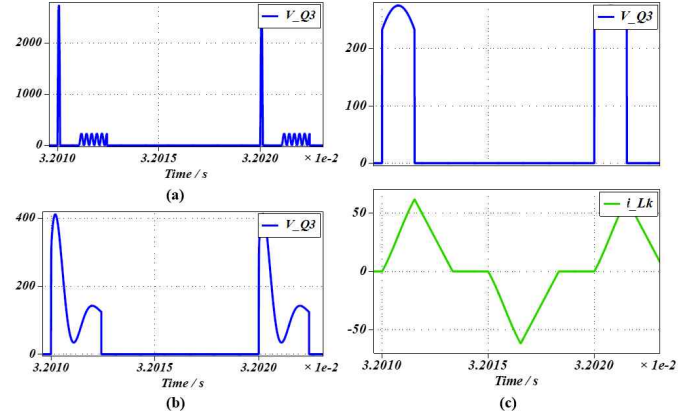


그림 4. HB-PP BESS의 시뮬레이션 결과: (a) 서지 저감 미적용, (b) RC 스너버 적용, (c) 능동 클램프 적용시 스위치 전압 및 누설 인덕턴스 전류

경우에 대해, 능동 클램프를 사용한 경우와 사용하지 않았을 때의 2차측 스위칭 소자의 드레인-소스에 인가되는 전압의 파형을 측정하였으며 이를 그림 4에 나타내었다. 능동 클램프를 적용하기 이전, Q_3 의 차단 시 Q_3 에는 약 2.75kV의 전압 서지가 발생하였으나, 능동 클램프를 적용한 경우 Q_3 드레인-소스의 최대 전압은 약 275V로, 능동 클램프를 이용하여 전압 서지를 기존의 10% 수준으로 저감할 수 있으며 높은 서지 이후 발생하는 링잉 현상 또한 제거할 수 있음을 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 BESS의 부분전력처리를 위한 하프브리지 푸시 풀 컨버터의 동작 분석을 진행하였으며, 동작 중 발생하는 전압 서지를 억제하기 위한 능동 클램프 회로의 설계방법을 제시하였다. 능동 클램프 회로의 동작분석을 진행하였으며 해당 회로가 동작 시 스위치의 전압 서지를 억제할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 향후 컨버터 동작 중 손실을 최소화하기 위한 최적화된 설계 방법에 대한 연구를 진행할 예정이다.

이 논문은 2022년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술진흥원의 지원을 받아 수행된 연구임.
(RS-2025-02263945), 2025년 산업혁신인재성장지원사업)

참고 문헌

- [1] J. Anzola et al., "Review of architectures based on partial power processing for DC-DC applications," IEEE Access, vol. 8, pp. 103405 - 103418, 2020.
- [2] V. Yakushev, V. Meleshin, and S. Fraidlin, "Full-bridge isolated current fed converter with active clamp," in Proc. 14th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), vol. 1, Mar. 1999, pp. 560 - 566.
- [3] 정석진, 웬웬안, 최성진. "배터리 팩 병렬운전을 위한 2.5 kW 급 차동 컨버터 토폴로지 선정 및 최적 설계." 전력전 학회 학술대회 논문집 (2024): 298-300.
- [4] E. S. Park, S. J. Choi, J. M. Lee, and B. H. Cho, "A soft-switching activeclamp scheme for isolated full-bridge boost converter," in Proc. IEEE APEC, 2004, pp. 1067 - 1070.