

배터리 팩 병렬운전을 위한 2.5kW급 차동 컨버터 토폴로지 선정 및 최적 설계

정석진, 웬웬안, 최성진
 울산대학교 대학원 전기전자컴퓨터공학과

Design of 2.5kW Differential Converter for Parallel Connected Battery Packs

Seok-Jin Jeong¹, Nguyen-Anh Nguyen² and Sung-Jin Choi*

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

¹hotbreak64@mail.ulsan.ac.kr, ²nnaanh1995@gmail.com, *sjchoi@ulsan.ac.kr

ABSTRACT

본 연구에서는 배터리 에너지 저장 장치(Battery Energy Storage System, BESS)에 적용 가능한 차동 컨버터(Differential Converter)의 설계를 진행하였다. 차동 컨버터는 기존의 토폴로지와 비교했을 때, 배터리 충전 전류의 제어가 용이하고 스위치의 개수를 최소화하여 제작 비용이 감소한다는 장점이 있다. 추가로, 하프 브리지와 이중 인덕터 구조를 통합한 차동 컨버터는 스위치에 가해지는 전압 및 전류 부담을 완화할 수 있다. 이러한 장점들과 컨버터의 효율을 검증하기 위해, 50kW BESS 용도로 하프 브리지 푸시 풀 차동 컨버터를 설계하였고, PSIM 시뮬레이션으로 400V DC 계통에서 해당 컨버터의 적용 가능성 및 성능을 검증하였다.

Keywords: Partial Power Processing, Differential Converter, Energy Storage System.

1. 서론

신재생 에너지 산업이 빠르게 성장하면서, 에너지 저장 시스템의 핵심 요소인 리튬 이온 배터리에 대한 관심 역시 크게 증가하였다. 다양한 종류의 전력 수요에 맞추기 위해, 배터리 팩들을 직렬로 연결하여 전압을 높이거나, 병렬로 연결하여 용량을 높인다. 따라서 BESS에는 수백개의 셀이 직렬 및 병렬로 연결된 구조가 일반적이다. 그러나 각각의 셀의 특성이 완벽하게 일치하지 않으므로 운전 중 병렬로 연결된 스트링 간의 불평형이 발생한다면, 불평형 전류가 흘러 셀에 악영향을 미친다.

이러한 현상을 방지하기 위해, 배터리 팩과 동일한 용량의 병렬 밸런싱용 컨버터가 각각의 BESS와 병렬로 연결되는 것이 일반적이다. 예를 들어, 그림 1과 같은 3개의 50kW 배터리가 사용된 병렬 BESS 시스템의 경우 컨버터 1대의 용량이 50kW이다. 상용 컨버터의 전력밀도인 1kW/L을 고려하면, 컨버터 1대의 부피가 50L 이상이 된다. 따라서, BESS의 용량이 증가할수록 증가하는 컨버터의 부피가 전체 시스템의 부담이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해, 컨버터가 전체 전력을 처리하지 않고, 일정 비율의 전력만을 처리하는 부분전력처리(Partial Power Processing, PPP) 개념을 적용하면 컨버터의 용량을 감소시키고 전체 시스템의 효율을 개선할 수 있다. 부분 전력 처리 개념을 적용하기 위해서는 양방향 차동 DC-DC 컨버터 토폴로지가 필요하다. 본 논문은 BESS용도의 하프 브리지 푸시 풀(HB-PP) 구조를 이용한 차동 컨버터의 강압형 컨버터의 설계에 대해

표 1. DAB와 HB-PP의 비교

항목	DAB	HB-PP (이중 인덕터)
스위치 개수	8	4
변압기 대수	1	1
인덕터 개수	1	1 (2)
커패시터 개수	2	2

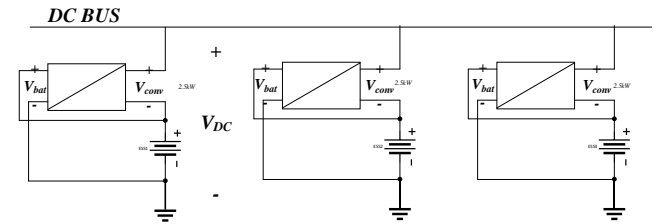


그림 1. 차동 컨버터가 적용된 BESS 시스템

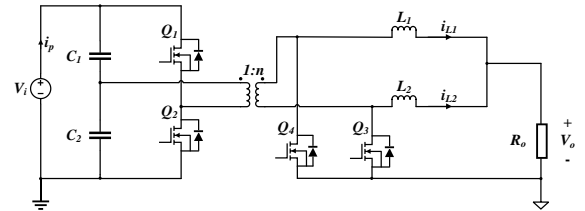


그림 2. HB-PP 토폴로지의 구조

다룬다.

2. 차동 컨버터의 양방향 컨버터 토폴로지 비교

2.1 차동 컨버터의 필요성 및 토폴로지 비교

차동 컨버터는 부분전력처리개념을 이용하여 차이 전력만 처리하여 불필요한 전력변환을 최소화하는 신개념 전력처리기술이다. 차동 컨버터를 이용하여 부분전력처리를 할 경우 전체 시스템의 효율은 다음 식과 같다.

$$\eta_{system} = \frac{\eta_{converter}}{\alpha + \eta_{converter}(1 - \alpha)} \quad (1)$$

$\eta_{converter}$ 는 컨버터의 효율, α 는 차동 컨버터의 전력분담률로 식 (2)와 같이 정의된다. 여기서 V_{DC} 는 DC BUS의 전압, V_{Bat} 는 배터리(BESS)의 전압을 의미한다.

$$\alpha = 1 - \frac{V_{Bat}}{V_{DC}} \quad (2)$$

식 (1)로부터 차동 컨버터의 전압분담률이 낮을수록 전체 시스템의 효율이 증가하는 것을 알 수 있다.

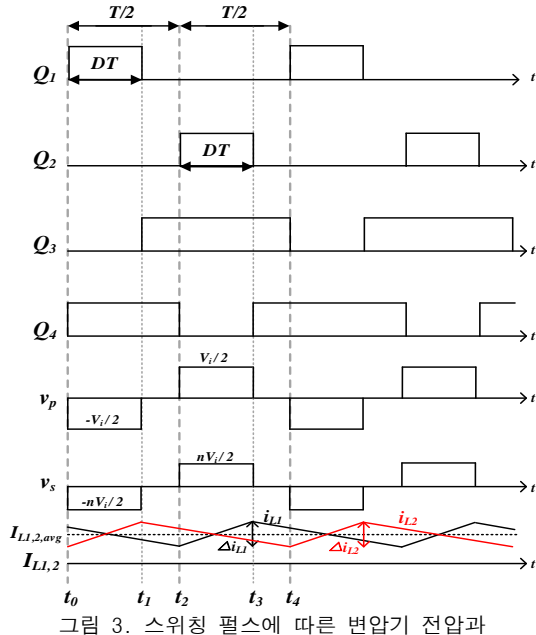


그림 3. 스위칭 펄스에 따른 변압기 전압과 인덕터 전류 파형

차동 컨버터는 높은 입출력 전압비, 양방향 전류 공급, 넓은 제어 범위 등의 특성을 요구한다. 이러한 조건을 만족시키기 위해 DAB(Dual Active Bridge), HB-PP(Half Bridge-Push Pull) 토폴로지를 고려할 수 있다. 변압기를 사용하면 변압기를 사용하지 않는 양방향 DC-DC 컨버터 토폴로지에 비해 적은 개수의 인덕터를 사용하여 효율적으로 전압분담률을 증가시킬 수 있다는 점을 이용하여, 변압기가 사용된 두 개의 토폴로지를 고려한다. DAB와 HB-PP 토폴로지를 표 1에서 비교하였다. HB-PP 토폴로지를 사용하면 DAB에 비해 스위치의 개수를 절반으로 절감시켜 컨버터의 부피를 감소시킬 수 있고, 전류 리플이 감소한다는 이점이 존재한다. 이러한 점을 고려하여, 본 연구에서는 HB-PP 구조를 이용한 차동 컨버터의 설계를 진행하였다.

2.2 컨버터 구조 및 동작 원리

제안하는 컨버터 회로의 구조는 그림 2와 같이 두 개의 인덕터가 사용된 HB-PP 차동 컨버터이다. 두 개의 인덕터를 사용하는 것으로 인덕터에 가해지는 전류 부담을 절반으로 줄이고자 하였다. 전력이 하프 브리지 단에서 푸시 풀 단으로 전달되는 경우 강압형 모드로 동작하고, 반대의 경우 승압형 모드로 동작한다. 본 논문에서는 지면제한으로 강압형 모드에 대해 설명한다. 편의상 하프 브리지 측을 1차측, 푸시 풀 측을 2차측으로 칭한다. 컨버터의 스위치 $Q_1 \sim Q_4$ 는 그림 3과 같은 스위칭 펄스에 따라 ON-OFF 상태가 전환되고 이에 따라 컨버터는 모드 1($t_0 \sim t_1$), 모드 2($t_1 \sim t_2$), 모드 3($t_2 \sim t_3$), 모드 4($t_3 \sim t_4$)의 순서로 전환한다. 각 모드의 변압기 1차측, 2차측 권선의 전압, 인덕터의 전류 파형은 그림 3과 같고, 각 모드의 등가 회로는 그림 4에 나타나 있다.

그림 4에서 Q_3, Q_4 가 개방되면 각각의 스위치에 연결된 인덕터와 변압기가 연결되어 인덕터 양단의 전압은 출력 전압과 변압기 전압의 관계식이 되고, 스위치가 단락된 경우 인덕터 전압은 출력 전압과 동일하다. 변압기 전압이 출력 전압보다 크기 때문에, Q_3, Q_4 가 도통

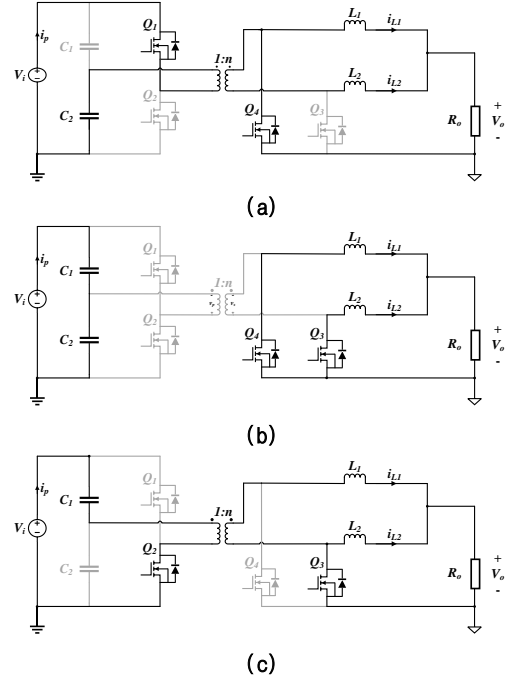


그림 4. 스위칭 상태에 따른 컨버터의 등가 회로:

a) 모드 1, b) 모드 2, 4, c) 모드 3

되면 인덕터의 전류가 증가하게 된다. 다시 말하면 L_1 은 모드 3에서, L_2 는 모드 1에서 전류가 증가하여 피크 값에 도달하고, 나머지 모드에서는 전류가 감소한다. 1차측의 직렬로 연결된 두 개의 커패시터가 입력 전압을 절반으로 분할하여 모드 1과 모드 3에서는 절반으로 분할된 입력 전압이 변압기 1차측에 인가된다. L_1 과 L_2 의 인덕턴스가 L 로 같을 때, 전류가 증가하는 경우 모드 1에서 L_2 전류 $i_{L2}(t)$ 는 아래 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_{L2}(t) = \frac{\left(\frac{nV_i}{2} - V_o\right)}{L}(t - t_0) \quad (3)$$

여기서 V_i 는 입력 전압이고, n 은 변압기의 권수비를 의미한다. 식 (3)의 t_0 를 t_2 로 변경하면 모드 3에서 $i_{L1}(t)$ 를 구할 수 있다. 나머지 모든 경우에서, 인덕터에 흐르는 전류는 다음과 같이 감소한다.

$$i_L(t) = -\frac{V_o}{L}t \quad (4)$$

1차측의 스위치는 ON 상태에서는 전압 부담이 0이고, OFF 상태에서 유의미한 전압 부담이 가해진다. 이 때 1차측 스위치(Q_1, Q_2)의 전압 부담은 아래와 같다.

$$V_{DSQ1,2} = V_i \quad (5)$$

L_1 에서 자속 밸런스를 적용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다. 여기서 T_s 는 스위칭 주기를 의미한다. D 는 모드 1과 모드 3의 듀티를 의미한다.

$$\left(\frac{nV_i}{2} - V_o\right)DT_s = V_o(1 - D)T_s \quad (6)$$

따라서, 식 (6)으로부터 권수비 n 을 얻을 수 있고, 이는 다음과 같다.

$$n = \frac{2V_o}{DV_i} \quad (7)$$

정격 용량에서 컨버터의 출력 전류는 출력 전압이 최소일 때 최대가 된다. 따라서, 인덕터의 설계는 출력 전압이 최소인 조건 하에서 진행한다. 인덕터에 흐르는 전

표 2. 시뮬레이션에 사용된 회로 상수

입력 전압	V_i	400V
출력 전압	V_o	20V
평균 출력 전류	I_o	125A
인덕터 평균 전류	I_L	62.5A
인덕터 전류 리플	Δi_L	1%
듀티	D	0.35
권수비	n	1:3.5
변압기 1차측 전압	v_p	-200 ~ 200V
변압기 2차측 전압	v_s	-57.14~57.14V
스위칭 주파수	f_s	100kHz
인덕터	L	208 μ H
바이패스 커패시터	C_b	3.14 μ F

류의 최대값을 $I_{L,max}$, I_L 의 리플을 Δi_L 이라고 할 때, 리플을 고려한 전류의 최대값은 식 (8)과 같다.

$$i_{L,max} = I_L + \frac{1}{2}\Delta i_L \quad (8)$$

즉, Q_3 , Q_4 에 가해지는 최대 전류 부담은 인덕터 전류의 피크 값과 동일하다. 인덕터 전류의 리플은 모드 1에서 L_2 전류의 상승폭과 같으므로, 아래와 같은 식이 성립한다.

$$\Delta i_L = \frac{(v_s - v_o)}{L}DT_s = \frac{\left(\frac{nV_i}{2} - V_o\right)}{L}DT_s \quad (9)$$

이를 L에 대해 나타내면 다음과 같다.

$$L = \frac{\frac{nV_i}{2} - V_o}{\Delta i_L}DT_s \quad (10)$$

2차측 스위치 Q_3 , Q_4 에 가해지는 최대 전압 부담은 스위치가 도통 되지 않을 때 발생하고, 아래 식과 같다.

$$V_{DSQ3,4} = nV_i \quad (11)$$

하프-브리지에 사용되는 바이패스 커패시터의 계산은 다음의 식을 사용하였다[3].

$$C_b = \frac{I_{p,max} \times \frac{D_{eq}T_s}{2}}{dV} \quad (12)$$

이 때 $I_{p,max}$ 는 Q_1, Q_3 가 ON일 때 1차측에 흐르는 전류의 평균값, dV 는 1차측 전압의 감소량이다. 본 논문에서는 dV 는 10%를 초과하지 않도록 설계하였다. D_{eq} 는 모드 1과 모드 3의 D의 합을 의미하고, 현재 두 모드의 듀티가 동일하다고 가정하였기 때문에 아래의 관계가 성립한다.

$$D_{eq} = D_1 + D_2 = 2D \quad (13)$$

3. 시뮬레이션 검증

표 2은 시뮬레이션에 사용한 회로 상수들의 값이다. 모드 1과 모드 3의 듀티를 $D=0.35$ 로 동일하게 설정한 상태에서, 입력 전압 및 출력 전압을 식 (6)에 적용하여 계산한 권수비 $n=2/7$ 을 사용하였다. 또한, 식 (10)에서 인덕터 전류 리플 $\Delta i_L = 1\%$ 로 설정하여 계산한 인덕터 $L = 208\mu H$ 와, 식 (12)로 계산한 바이패스 커패시터 $C_b = 3.14\mu F$ 를 사용하였다.

위 과정을 통해 계산한 시스템 파라미터 값들을 적용한 컨버터가 의도한 대로 동작하는지에 대해 PSIM 시뮬레이션을 통해 검증하였고 해당 시뮬레이션을 통해 얻은 파형을 그림 5에 나타내었다. 시뮬레이션 결과, 시스템이 요구하는 125A의 전류 및 20V의 전압이 출력단에서 나타나는 것을 확인할 수 있다. 모드 1과 모드 3의 듀티를

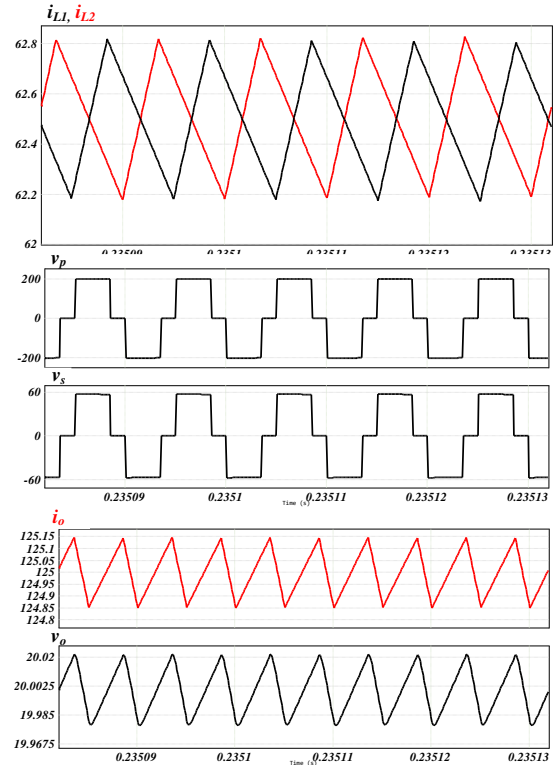


그림 5. PSIM 시뮬레이션 결과

동일하게 설정했을 경우, 각 인덕터 L_1 과 L_2 에 출력 전류의 50% 정도가 나뉘어서 흐르고, 결과적으로 Q_3 , Q_4 에 가해지는 전류 부담 역시 완화되는 현상을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 2.5kW급 하프 브리지 컨버터와 이중 인덕터 푸시-풀 컨버터 구조를 사용한 차동 컨버터 시스템을 설계하였으며 컨버터가 시스템 요구 조건에 맞게 동작하는 것을 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 향후 컨버터의 승압 동작을 포함한 전체 제어방법에 대한 연구를 진행할 예정이다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 경제협력산업 육성사업(P0025291)과 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 지자체-대학 협력기반 지역혁신사업(2021RIS-003)의 결과입니다.

참고 문헌

- [1] De Aragao Filho, Wilson CP, and Ivo Barbi. "A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation." *Proceeding of Intelec' 96-International Telecommunications Energy Conference*. IEEE, 1996.
- [2] 방정율, et al. "수소 연료 전지 기관차용 Partial Power DC-DC 컨버터 설계 및 검증." *전기학회논문지* 72.9 (2023): 1057-1065.
- [3] Pressman, Abraham. *Switching power supply design*. McGraw-Hill, Inc., 1997.