

슈퍼캐패시터 에너지 저장장치의 양방향 DC-DC 컨버터 제어기 설계

임재관, 손경민, 권경민, 최재호, 정교범*
 충북대학교, 홍익대학교*

Design of bidirectional DC-DC converter controller of Using a supercapacitor energy storage

Jaekwan Im, Kyoungmin Son, Kyoungmin Kwon, Jaeho Choi, Gyo-Bum Chung*
 Chungbuk National University, Hongik University*

ABSTRACT

본 논문은 차세대 에너지 저장장치로 각광받는 슈퍼캐패시터를 이용한 양방향 DC-DC컨버터의 구성 및 빠른 동특성을 갖는 이중 루프 PI제어기 설계를 제시하였다. 제어기는 초기 슈퍼캐패시터의 충전을 위한 정전류 제어기와 초기 충전 이후에 동작을 개시하는 전력제어기를 구성하였다. 구성된 제어기는 PSIM을 이용한 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

1. 서론

일반적인 에너지 저장장치인 배터리는 비교적 작은 부피와 중량으로 큰 에너지를 저장 할 수 있으며, 다양한 용도에도 적당한 출력을 내줄 수 있기 때문에 널리 이용된다.^[1] 그러나 배터리는 과도 상태에서 충분한 응답특성을 가질 수 없기 때문에 플라이휠, 연료전지, 슈퍼캐패시터 등과 같이 응답속도가 우수한 다른 매개체의 연구가 활발히 진행 되고 있는 추세이다.

이 중 슈퍼캐패시터는 높은 전력밀도와 빠른 응답특성으로 시스템의 전력품질을 향상시킬 수 있으며, 친환경 소재로 구성되어 환경 문제에 대한 장점을 가질 뿐만 아니라, 긴 수명과 안전성 때문에 차세대 에너지 저장장치로 각광 받고 있다.^[2]

본 논문에서는 슈퍼캐패시터를 사용하여 양방향 DC-DC 컨버터를 구성하였고 구성된 컨버터의 빠른 동특성을 갖는 PI제어기를 설계하였다. 제어기는 초기 슈퍼캐패시터의 충전을 위한 정전류 제어기와 초기충전 이후에 동작을 개시하는 전력제어기로 구성하였다. 설계한 특성 확인은 PSIM을 이용한 시뮬레이션을 수행함으로써 제시하는 제어기 설계의 타당성을 검증하였다.

2. 슈퍼캐패시터 모델링 및 제어기 설계

2.1 슈퍼캐패시터 모델링^[3]

슈퍼캐패시터는 서로 다른 시정수를 가지는 RC전송라인으로 선형화 하였을 때 3개의 전송라인으로 모델링되고 그 때의 등가모델은 그림 1과 같이 구성할 수 있다. 그림 1에서 각 전송라인의 캐패시터는 전압 의존성을 반영하기 위해서 고정 캐패시터(C)와 전압상승에 따라서 비선형적으로 증가하는 전압중속 캐패시터(C_v)로 모델링되어지며, 후단의 자기 방전의 특성을 가지는 병렬 저항으로 구성된다. 이 때 각 전송라인의 파라미터는 표 1에서 보는 바와 같이 정리 할 수 있다.

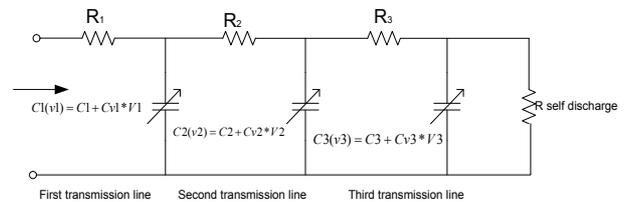


그림 1 슈퍼캐패시터의 등가회로 모델
 Fig. 1 Equivalent circuit model of supercapacitor

표 1. 슈퍼캐패시터 파라미터
 Table 1. Parameter of supercapacitor

	파라미터	Value
첫 번째 전송라인	R_1	$\Delta v_M / I$
	C_1	$I(\Delta t_0 / \Delta v_0)$
	C_{v1}	$2(I\Delta t_f - C_1 v_f) / v_f^2$
두 번째 전송라인	R_2	$\Delta t_s(v_s - \Delta v_s/2) / (C_1(v) \Delta v_s)$
	C_2	$I\Delta t_s / (v_2 - \Delta t_s) - (C_1 + C_{v1}(v_2 - \Delta t_2)/2)$
	C_{v2}	$(2/v_2^2) \{ I\Delta t_2 - v_2(C_1 + C_{v1}v_2/2 + C_2) \}$
세 번째 전송라인	R_3	$\Delta t_t(v_t - \Delta v_t/2) / (C_2(v) \Delta v_t)$
	C_3	$I\Delta t_t / (v_t - \Delta t_t) - (C_1 + C_{v1}(v_t - \Delta t_t)/2) - (C_2 + C_{v2}(v_t - \Delta t_t)/2)$
	C_{v3}	$I\Delta t_3 / v_3^2 + C_3 - 2(C_1 + C_{v1}v_3/2 + C_2 + C_{v2}v_3/2) / v_3$

2.2 양방향 DC-DC 컨버터 모델링

에너지 저장장치 구동을 위한 양방향 DC-DC컨버터는 그림 2에서 보는 것과 같이 구성된다. DC링크단의 배터리가 주 전원으로 사용되고 응답속도가 빠른 슈퍼캐패시터를 컨버터의 후단에 걸선함으로써 DC링크단에 큰 부하로 인해 배터리의 전원이 줄어들면 슈퍼캐패시터에서 먼저 공급하고 또한 DC링크단에 전원이 상승하게 하면 슈퍼캐패시터에서 이를 충전함으로써 DC링크단의 전압을 안정화시킴과 동시에 배터리의 수명을 연장할 수 있다. 결국 양방향 DC-DC컨버터는 슈퍼캐패시터의 충전 상태에 따라 buck컨버터와 boost컨버터로 모델링 할 수 있다.^[4,5]

2.2.1 Buck컨버터 모델링

Buck컨버터로 동작시에는 IGBT2을 off시키고 IGBT1를 시비율에 의해 도통시킴으로써 DC링크단의 상승전압을 슈퍼캐패

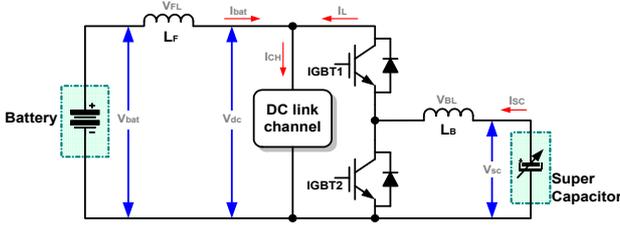


그림 2 양방향 DC-DC 컨버터 구성도
Fig. 2 Structure of bidirectional DC-DC converter

시터에 저장하게 된다. 이때 I_{sc} 와 I_L 의 전류방향은 그림 2의 전류방향과 반대방향으로 흐르게 되고, 이때 시스템으로부터 전압방정식을 계산하면 식(1)~ 식(3)과 같이 계산할 수 있다.

$$V_{BL} = L_{BL} \frac{di_{sc}}{dt} = \delta_1 V_{dc} - V_{sc} \quad (1)$$

$$I_{bat} = I_L + I_{CH} \quad (2)$$

$$V_{FL} = L_F \frac{di_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{dc} \quad (3)$$

여기서 δ_1 은 IGBT1의 시비율이다.

2.2.2 Boost컨버터 모델링

Boost컨버터로 동작할 때의 스위치상태는 IGBT2를 off시키고 IGBT1를 도통시킴으로서 낮아진 DC링크단의 전압을 일정 전압으로 유지시켜준다. 이때 전류방향은 그림 2의 전류방향과 동일하게 흐르게 되고, 이때 시스템으로부터 전압방정식을 계산하면 식(4)~ 식(6)과 같이 계산할 수 있다.

$$V_{BL} = L_{BL} \frac{di_{sc}}{dt} = V_{sc} - (1 - \delta_2) V_{dc} \quad (4)$$

$$I_{CH} = I_L + I_{bat} \quad (5)$$

$$V_{FL} = L_F \frac{di_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{dc} \quad (6)$$

여기서 δ_2 는 IGBT2의 시비율 이다.

2.3 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기 설계

에너지 저장장치 구동을 위한 양방향 DC-DC컨버터의 제어기는 그림 3에서 보는 것과 같이 초기 슈퍼캐패시터의 정전류 충전을 위한 전류제어기와 초기충전 이후에 개시하는 전력제어기로 구성을 하였다.

초기충전 시에는 그림 3(a)에서 보는 것과 같이 정전류로 충전하기 위한 PI전류제어기와 완전 방전된 슈퍼캐패시터의 초기 돌입전류에 의한 제어기의 포화를 방지하기 위한 소프트 스타트 제어기로 구성된다.

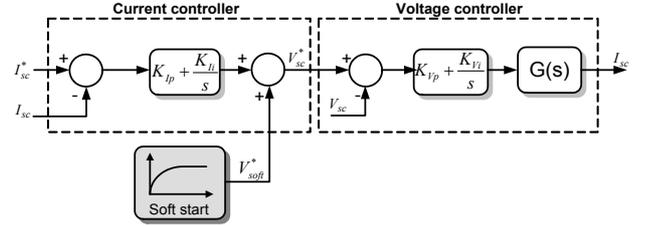
그림 2의 양방향 DC-DC컨버터에 의해 계산되어진 식(1)로부터 시스템 전달함수 $G(s)$ 를 계산하면 식(7)로 표현 할 수 있다.

$$G(s) = \frac{I_{sc}(s)}{V_{BL}(s)} = \frac{1}{sL_{BL}} \quad (7)$$

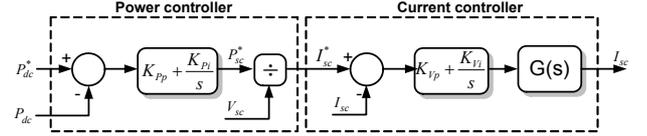
계산된 시스템 전달함수로부터 폐루프 전달함수 $H(s)$ 를 계산하면 식(8)과 같이 유도되어진다.

$$H(s) = \frac{PI_{cc}(s)G(s)}{1+PI_{cc}(s)G(s)} = \frac{K_{ip}s + K_r}{L_{BL}s^2 + K_{ip}s + K_r} \quad (8)$$

2차 계통의 폐루프 전달함수인 식(8)과 2차 원형계통의 전달



(a) 초기충전모드 시 제어기 구성도



(b) 전력모드 시 제어기 구성도

그림 3 양방향 DC-DC 컨버터의 모드에 따른 제어 블록도
Fig. 3 Control block diagram following mode of bidirectional DC-DC converter

함수로부터 전류제어기의 이득을 계산하면 식(9)와 같이 계산 되어진다.

$$\begin{cases} K_{ip} = 2\xi\omega_n L_{BL} \\ K_r = \omega_n^2 L_{BL} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 ξ 는 2차 원형계통의 댐핑계수로 0.707로 설정하였고 ω_n 은 전류제어기의 절점주파수로 내부루프인 전압제어기를 고려하여 100[Hz]로 선정하였다.

내부루프인 전압제어기에 있어서 시스템 전달함수 $G(s)$ 는 슈퍼캐패시터로 흐르는 전류 방정식으로부터 식(10)과 같이 표현할 수 있다.

$$G(s) = \frac{V_{sc}(s)}{I_{sc}(s)} = \frac{1}{sC_{sc}} \quad (10)$$

계산된 시스템 전달함수로부터 폐루프 전달함수 $H(s)$ 를 계산하면 식(11)과 같이 유도되어진다.

$$H(s) = \frac{PI_{vc}(s)G(s)}{1+PI_{vc}(s)G(s)} = \frac{K_{vp}s + K_{vi}}{C_{sc}s^2 + K_{vp}s + K_{vi}} \quad (11)$$

전압제어기의 이득선정도 전류제어기와 같은 방법으로 2차 원형계통의 전달함수로부터 식 (12)와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{cases} K_{vp} = 2\xi\omega_n C_{sc} \\ K_{vi} = \omega_n^2 C_{sc} \end{cases} \quad (12)$$

본 논문에서는 외부루프인 전류제어기의 응답속도와 스위칭 주파수를 고려하여 절점주파수를 1[kHz]로 선정하였다.

전력모드 시 내부 루프인 전류제어기는 식(7)~식(9)와 같이 초기충전 시 전류제어기와 동일한 전달함수로 계산되어지고 이때에는 초기충전모드 일 때와 달리 내부루프에 위치하게 되어 외부루프인 전력제어기의 절점주파수보다 빠른 절점주파수를 가지게 된다. 본 논문에서 설계한 전력모드에서의 전류제어기의 절점주파수는 500[Hz]로 선정하였다.

또한 전력모드에서 외부루프인 전력제어기는 DC링크단의 전력을 제어하는 것으로 DC링크단의 임피던스는 추종값과 실제값이 항상 같게 됨으로 결국 V_{dc}^* 에 의한 어려움을 보상하는 결과와 동일하게 계산되어진다. 전력제어기에 있어서 시스템 전달함수 $G(s)$ 는 식(13)의 관계에 의해 식(14)와 같이 전압제어기의 시스템 전달함수와 동일하게 계산되어진다.

$$P_{dc} \approx P_{sc} = \frac{1}{2} C_{sc} V_{sc}^2 = V_{sc} I_{sc} \quad (13)$$

$$G(s) = \frac{P_{dc}(s)}{I_{sc}(s)} = V_{sc}(s) = \frac{1}{s C_{sc}} \quad (14)$$

외부루프인 전력제어기의 절점주파수는 내부루프의 1/10정도(50Hz)로 선정하여 내부루프인 전류제어기에 영향이 가지 않도록 구성하였다.

3. 시뮬레이션 및 결과

본 논문의 알고리즘을 검증하기 위해 시뮬레이션은 PSIM을 이용하여 수행하였다. 시뮬레이션은 PSIM에서 제공되는 C언어 기반의 DLL을 사용하여 제어부를 구성하였고 제어부로 들어오는 모든 신호는 200[μs]로 샘플링하여 추후 실험에 바로 적용할 수 있도록 처리하였다. 또한 본 논문에서 제안한 모든 제어기는 Tustin's 변환을 적용하여 디지털 PI제어기로 구성하였다.

초기충전모드 시 시뮬레이션은 0.1[s]동안 소프트스타트를 수행하고 0.5[s]동안 30[A], 1[s]동안 50[A] 그리고 1.5[s]동안 100[A]로 정전류 충전을 수행함으로써 소프트스타트기법과 정전류 제어기의 동작특성을 확인하였다.

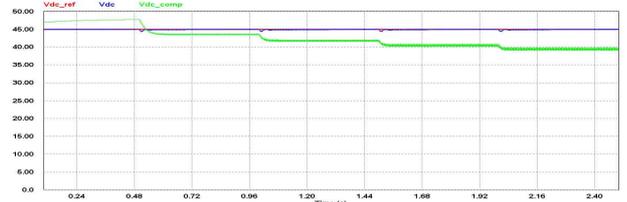
그림 4(a)는 소프트스타트에 의해 초기의 돌입전류가 47[A]로 제한되는 결과를 확인할 수 있고 그림 4(b)를 통해 100[A] 정전류 충전 시 캐패시터의 충전전압이 선형적으로 충전됨을 확인할 수 있다. 또한 그림 4(c)를 통해 전류 추종값에 따라 실제 전류의 값이 정확히 추종해 나감을 확인할 수 있다.

전력모드 시 시뮬레이션은 배터리 전원을 45[V]로하고 0.5[s]동안 DC링크 전압을 48[V]로 상승하고 1[s]동안 20[Ω], 1.5[s]동안 10[Ω], 2[s]동안 6.7[Ω] 그리고 2.5[s]동안 5[Ω]으로 DC링크 부하를 증가하였을 경우에 대해 전력제어기의 응답 특성을 확인하였다.

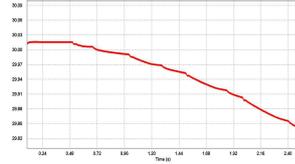
그림 5(a)는 전력모드에서 DC링크 전압조건을 가변시켰을 경우 전력제어기가 동작 하였을 때와 하지 않았을 경우에 대한 시뮬레이션 결과로 DC링크 전압 추종치인 45[V]를 빠르고 정확하게 추종하는 결과를 확인하였다. 또한 이 때 슈퍼캐패시터의 충·방전 전압을 그림 5(b)를 통하여 확인 하였으며, 그림 5(c)를 통해 전력제어기에 의한 전류의 추종값을 실제 전류가 초기의 돌입전류가 47[A]로 제한되는 결과를 확인할 수 있고 그림 4(b)를 통해 100[A] 정전류 충전 시 캐패시터의 충전전압



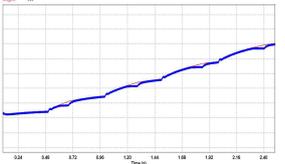
그림 4 초기충전모드 시 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation results for initial charging mode



(a) 전력제어기의 유무에 따른 DC링크전압



(b) 슈퍼캐패시터 전압



(c) 전류 추종값과 실제전류

그림 5 전력모드 시 시뮬레이션 결과

Fig. 5 Simulation results for power mode

이 선형적으로 충전됨을 확인할 수 있다. 또한 그림 4(c)를 통해 전류 추종값에 따라 실제 전류가 정확히 추종함을 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 슈퍼캐패시터를 사용하여 양방향 DC-DC 컨버터를 구성하였고 구성된 컨버터는 초기충전모드와 전력모드로 나누어 초기충전모드에서는 정전류로 충전할 수 있도록 PI 제어기의 이득을 선정하였고 초기 돌입전류를 방지하기 위한 소프트스타트기법을 제안하였다. 전력모드 시에는 DC링크단의 전압을 평활하게 유지하기 위한 PI 전력제어기를 제안하였다. 제안된 알고리즘의 검증을 위한 시뮬레이션은 PSIM을 통하여 수행하였고 수행결과 설계된 제어기가 빠른 동특성을 가지고 원활히 수행됨을 확인하였다. 추후에는 본 논문에서 제안된 제어기 모델을 바탕으로 축소모델을 제작 실험하여야 할 것이다.

"본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음"
(NIPA-2009-(C1090-0904-0007))

참고 문헌

- [1] 이정임, 이종현, 정안열, 전희중, "The Development of System for Charge/Discharge control of Enevironmental Electric Power Storage device," *전력전자학술대회 2009년도 논문집*, pp. 161-163, 2009.
- [2] 김상현, 이근홍, 최우진, "A Research on the Optimal Design of the Supercapacitor Module by the Performance Evaluation," *전력전자학술대회논문집 2009년도 논문집*, pp. 545-547, 2009.
- [3] 노세진, 이진목, 이재문, 최재호, "PSIM을 이용한 슈퍼캐패시터의 전기적 모델링," *전력전자학술대회 2007년도 추계 학술대회 논문집*, pp. 160-162, 2007.
- [4] Camara M.B., Gualous H., Gustin F. and Berthon A., "Design and New Control of DC/DC Converters to share energy between Supercapacitors and Batteries in Hybrid Vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol 57*, 2008.
- [5] 정상민, 조진상, 최세완, 한수빈, "하이브리드 에너지 시스템에서 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 축전지 제어 기법," *전력전자학술대회 논문집*, pp. 359-363, 2004.