

연료전지 응답특성 보상용 슈퍼커패시터 에너지 저장 시스템

宋雄俠^{*}, 鄭在憲^{**}, 金珍永^{***}, 魯義哲[†], 金仁東^{****}, 金興根[§], 全泰園^{§§}

Supercapacitor Energy Storage System for the Compensation of Fuel Cell Response Characteristics

Woong-Hyub Song, Jae-Hun Jung, Jin-Young Kim, Eui-Cheol Nho, In-Dong Kim, Heung-Geun Kim, and Tae-Won Chun

요 약

본 논문에서는 계통연계를 위한 연료전지 발전시스템에서 부하 급증시 연료전지의 느린 응답특성 보상용 슈퍼커패시터 에너지 저장시스템에 대해 다루고자 한다. 이러한 경우 슈퍼커패시터의 충·방전을 위해서 양방향 DC/DC 컨버터가 사용되는데 기존의 컨버터는 넓은 영역에서 소프트 스위칭을 가능하게 하고 스위칭 시 순시 과전압을 감소시키기 위하여 클램핑 회로를 부가하는 등의 방법을 사용한다. 본 논문에서 제안하는 방식은 부가회로 없이 스위칭 패턴을 충전 및 방전 특성에 적합하게 함으로써 하드웨어 구성을 최소화 하였으며, 아울러 전 동작영역에서 영전압 또는 영전류 스위칭이 가능하도록 하여 효율이 극대화 되도록 하였다. 1 kW급 충·방전 시스템을 구현하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper deals with supercapacitor energy storage system for the compensation of the slow response characteristics of a fuel cell generation system for grid connection. A bidirectional dc/dc converter is used for the charging and discharging of the supercapacitor. The conventional converters use additional clamping circuit, etc. to reduce a voltage spike at the instant of switching and to provide wide range of soft switching. The proposed method provides simplified hardware implementation without any clamping circuit, and soft switching condition for both charging and discharging mode with proper switching patterns. The usefulness of the proposed scheme is verified through simulation and experimental results with 1 kW system.

Key Words : Fuel cell, Supercapacitor Bidirectional DC/DC converter

1. 서 론

[†]교신저자 : 정희원, 부경대 전기공학과 교수
E-mail : nhoec@pknu.ac.kr

^{*}정회원, 부경대 대학원 전기공학과 석사

^{**}정회원, 부경대 대학원 전기공학과 박사과정

^{***}정회원, 부경대 대학원 전기공학과 박사과정

^{****}정회원, 부경대 전기공학과 교수

[§]정회원, 경북대 전기공학과 교수

^{§§}정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수

접수일자 : 2011. 8. 22

1차 심사 : 2011. 8. 23

심사완료 : 2011. 8. 30

연료전지 발전시스템은 수 kW급의 일반 가정용 및 사무용 뿐 아니라 대용량 발전시스템의 하나로 각광을 받고 있다. 그런데 연료전지의 특성상 부하 급변시 응답 특성이 느려서 양호한 전력 품질을 보장하기가 쉽지 않다. 따라서 부하 응답특성이 매우 양호한 슈퍼커패시터의 저장 에너지를 이용한 연료전지-슈퍼커패시터 하이브리드 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고

있다. 이러한 경우 연료전지의 출력을 안정화하기 위해서는 단방향 DC/DC 컨버터가 사용되지만 슈퍼커패시터의 충·방전을 위해서는 양방향 DC/DC 컨버터가 필수이다.

양방향 DC/DC 컨버터로 널리 사용되는 듀얼-액티브-브리지(Dual-Active-Bridge) DC/DC 컨버터^[1]는 소자의 스트레스가 작고, 양방향 전력전달이 가능하고, 일정주파수 동작이 가능하며 변압기 누설 인덕턴스를 에너지 전달 요소로 활용가능하다는 장점이 있지만, 연료전지나 슈퍼커패시터와 같이 전압 변동이 심한 경우에 적용하면 영전압 스위칭 영역이 극히 제한된다는 심각한 문제가 발생한다. 따라서, 양방향 전력전달이 되면서 넓은 전압변동 범위에 걸쳐서 소프트 스위칭이 되도록 하기위한 여러 가지 토폴로지와 제어기법이 제안되었다. [2]는 [1]의 토폴로지를 사용하여 배터리나 슈퍼커패시터의 에너지 저장시스템에 활용하였으나 변압기 권선비가 1:1인 경우를 대상으로 하였기 때문에 일반적으로 저전압 대전류 특성을 갖는 슈퍼커패시터에 적용하기에는 충분하지 않다. [1]의 토폴로지를 기본으로 하여 스위칭 시 발생하는 과전압을 억제하기 위하여 능동클램프 회로를 추가한 방식들이 제안되었는데^[3-5], 추가된 하드웨어로 인하여 구성이 복잡해지는 문제가 있다.

클램핑 회로 없이 과전압 억제를 위한 방법으로 H-브리지 컨버터 3개를 사용한 멀티포트 컨버터가 제안되었으나^[6] 구조가 복잡하다. 풀브리지 대신에 하프브리지를 적용한 기법이 제안되었으나^[7], 하프브리지를 위한 상하 분리용 커패시터에 주전류가 흘러서 커패시터의 전류용량이 매우 커지고 스위치에 과다한 전압 스트레스가 발생한다는 문제가 있다. 연료전지나 슈퍼커패시터를 직접 연결한 방식도 소개되었으나^[8] 변압기를 2개 사용해야하고 스위칭 시 스위치에 과전압이 인가된다는 문제가 있다.

따라서 본 논문에서는 부가적인 회로 없이 넓은 영역에서 소프트 스위칭이 가능하고 스위칭 시 스위칭 스트레스가 최소화된 새로운 기법을 제안하였으며 1 kW급 시스템에 대한 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

2. 시스템 구성

그림 1은 슈퍼커패시터 에너지를 활용한 계통 연계형 연료전지 발전시스템을 나타낸다. 그림 1에서 3상 계통전압은 220 V, DC 링크단 전압 V_{DC} 는 400 V로

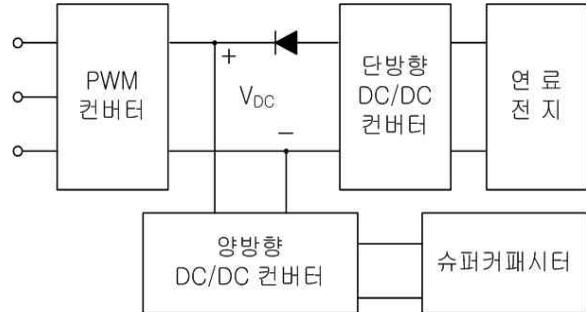


그림 1 슈퍼커패시터 에너지를 이용한 계통 연계형 연료전지 발전 시스템

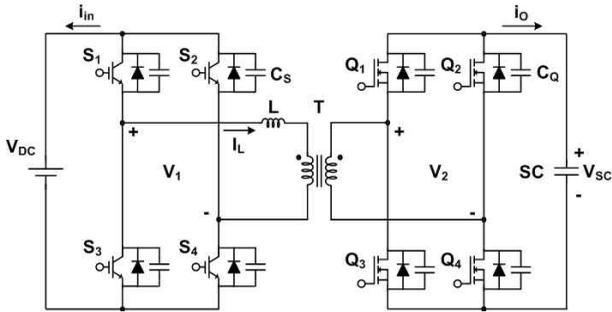
Fig. 1 Fuel cell generation system using supercapacitor energy for grid connection

하였다. 그리고 슈퍼커패시터는 25 V ~ 50 V 범위에서 충·방전한다. PWM 컨버터는 3상 계통에 연결되어 연료전지로부터 발전된 직류 전력을 교류전력으로 변환하여 계통에 공급하는 인버터 모드 동작과, 연료전지 발전이 없을 때 슈퍼커패시터에 에너지를 저장하기 위한 AC/DC 컨버터 모드 동작을 할 수 있도록 되어 있다.

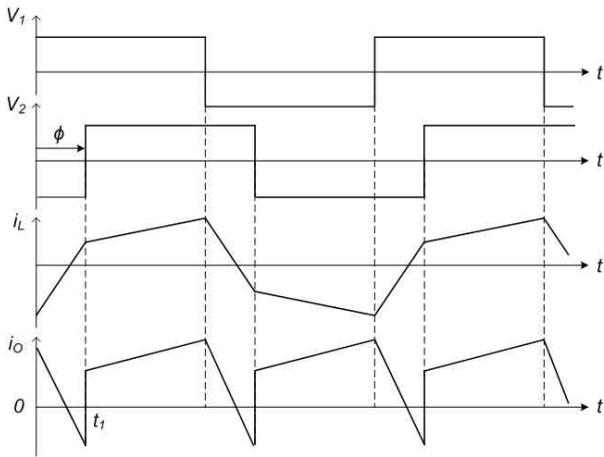
계통에서 부하가 갑자기 증가할 경우 연료전지 출력 응답특성이 느리기 때문에 연료전지만으로는 부하급증에 대한 요구를 충족시키기 어렵다. 따라서 응답특성이 매우 양호한 슈퍼커패시터의 충전 에너지를 이용하여 부하 급증시 연료전지 발전량이 충분히 상승할 때까지 계통에 공급할 수 있도록 함으로써 계통의 전력 품질을 양호하게 유지할 수 있도록 한다. 따라서 연료전지 발전용 DC/DC 컨버터와는 달리 슈퍼커패시터를 위한 DC/DC 컨버터는 양방향 동작이 가능하도록 한다. 본 논문에서는 그림 1의 시스템 중에서 슈퍼커패시터용 양방향 DC/DC 컨버터 토폴로지에 대하여 기존 방식의 문제점을 분석하고 스위칭 시 발생하는 과전압 감쇠기법과 소프트 스위칭을 위한 스위칭 패턴을 제안하였다.

3. 양방향 DC/DC 컨버터와 스위칭 패턴

본 논문에서 사용한 DC/DC 컨버터 토폴로지는 그림 2 (a)와 같다. 그림 2 (a)의 토폴로지는 양방향 DC/DC 컨버터에 일반적으로 사용되고 있으며 연료전지나 슈퍼커패시터용으로 사용하는 경우 전력제어는 위상천이 기법을 주로 사용한다. 그림 2 (b)는 위상천이 기법에 의한 전압 및 전류 파형을 보이고 있다.



(a) 회로도



(b) 기존 방식의 전압 전류 파형

그림 2 양방향 DC/DC 컨버터

Fig. 2 Bidirectional DC/DC converter

변압기 1차측 컨버터의 출력전압을 V_1 , 2차측 컨버터의 출력전압을 V_2 라 할 때 V_1 과 V_2 의 위상차 Φ 에 따라 전달되는 전력 P 는 다음과 같이 결정된다.

$$P = \frac{n V_1 V_2}{w L} \Phi \left(1 - \frac{\Phi}{\pi}\right) \quad (1)$$

$$n = \frac{n_1}{n_2} \quad (2)$$

식 (2)에서 n_1 과 n_2 는 각각 변압기 1차측과 2차측 권선수를 의미한다. 식 (1)에서 Φ 의 극성에 따라 다음과 같이 충전 모드와 방전 모드가 결정된다.

- $\Phi > 0$: 충전 모드
- $\Phi = 0$: 대기 모드
- $\Phi < 0$: 방전 모드

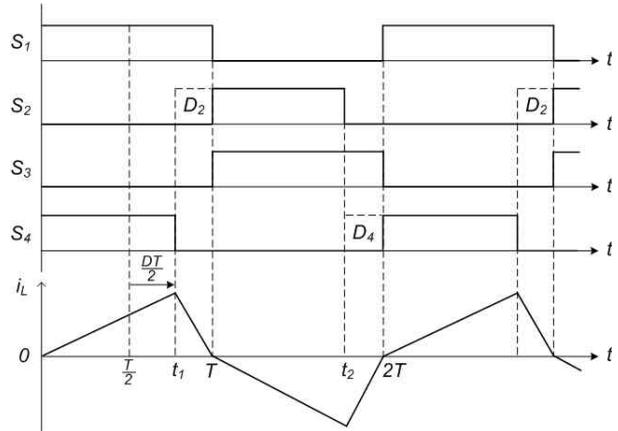


그림 3 충전 시 제안하는 스위칭 패턴과 전류파형

Fig. 3 Proposed switching pattern and current waveform in charging mode

그런데 그림 2 (b)의 i_o 의 파형을 보면 $t = t_1$ 에서 전류의 극성이 바뀌면서 매우 큰 di/dt 가 발생함을 알 수 있다. Q_1 - Q_4 로 구성되는 컨버터와 슈퍼커패시터 간에 존재하는 부유 인덕터에 상기의 di/dt 가 인가되면 심각한 수준의 과전압이 발생하여 소자를 파괴할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 별도의 클램핑 회로와 스너버 회로를 추가하는 방법들이 제안되었으나 본 논문에서는 추가적인 하드웨어 없이 전압 스트레스도 없고 소프트 스위칭이 되는 스위칭 기법을 제안하고자 하며 충전 모드와 방전 모드로 나누어서 상술하고자 한다.

3.1 충전 모드

충전 모드에서는 그림 2 (a)의 S_1 - S_4 만 스위칭을 하고 Q_1 - Q_4 의 게이트 신호는 모두 턴 오프 상태를 유지하여 Q_1 - Q_4 의 역병렬 접속 다이오드가 도통되는 정류 모드로 동작한다. 그림 3은 충전 모드 시 제안하는 스위칭 패턴을 보이고 있다.

인덕터 전류가 상승하는 구간 ($0 \leq t < t_1$)에서의 전류는

$$i_L = \frac{V_1 - n V_2}{L} t \quad (3)$$

와 같고 반대로 하강구간 ($t_1 \leq t < T$)에서는

$$i_L = i_L(t_1) - \frac{n V_2}{L} t \quad (4)$$

이 된다. 그림 3에서 $\frac{DT}{2}$ 구간의 끝점 t_1 은 S_4 의 턴

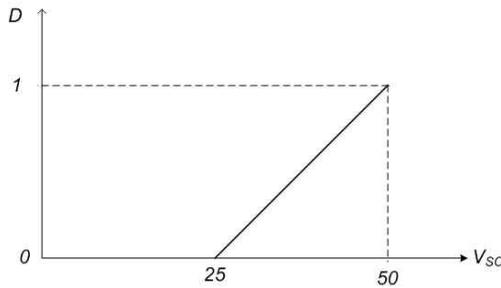


그림 4 V_{sc} 의 변화에 따른 듀티비
Fig. 4 Duty ratio with the variation of V_{sc}

표 1 각 스위치의 턴 온 / 턴 오프 조건
Table 1 Turn on / turn off condition of the switches

스위칭 시각	스위치			
	S_1	S_2	S_3	S_4
0	ZV-ZCS 턴 온	ZCS 턴 오프	-	ZCS 턴 온
t_1	-	-	-	ZVS 턴 오프
T	ZCS 턴 오프	ZV-ZCS 턴 온	ZCS 턴 온	-
t_2	-	-	ZVS 턴 오프	-

오프 시점을 의미하며 D 와 t_1 의 관계는 다음과 같다.

$$D = \frac{2t_1 - T}{T} \tag{5}$$

식 (3)의 전류 상승분과 식 (4)의 전류 하강분이 동일하므로 S_4 의 턴 오프 시점을 결정하는 듀티 D 는 다음과 같이 정해진다.

$$D = \frac{2nV_2 - V_1}{V_1} \tag{6}$$

식 (6)에서 V_1 은 V_{DC} 로 일정하고 V_2 는 슈퍼커패시터의 충·방전에 따라 가변하므로 D 는 V_2 의 값에 따라 결정된다. 그림 4는 슈퍼커패시터 전압 V_{sc} 의 변화에 대한 듀티비 D 를 나타낸다.

그림 3의 스위칭 패턴에 의하면 각 스위치의 턴 온 및 턴 오프는 표 1과 같은 조건에서 이루어진다.

표 1에 정리한 바와 같이 S_1 - S_4 는 항상 소프트 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다. 또한 변압기 2차측의 Q_1 - Q_4 는 스위칭이 이루어지지 않고 역병렬 접속된 다

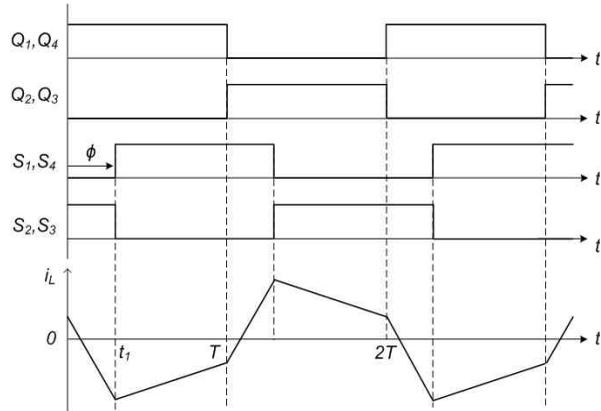


그림 5 방전 시 스위칭 패턴과 전류파형
Fig. 5 Switching pattern and current waveform in discharging mode

이오드를 통해 전류가 흐르는데 이들 다이오드도 영전류에서 온되고 오프되므로 스위칭 손실이 없다. 따라서 충전 모드에서는 어떠한 경우라도 스위칭 손실이 없음을 알 수 있다. 또한 슈퍼커패시터의 충전전류 파형은 그림 3의 i_L 이 정류된 파형이므로 그림 2 (b)의 기존방식에 의한 충전전류 파형 i_o 보다 개선되었음을 알 수 있다.

3.2 방전 모드

방전 모드에서의 스위칭도 충전 모드에서와 유사하게 하여 스위칭 손실을 없앨 수 있다. 그러나 충전과는 달리 방전 시에는 DC 링크단에서 필요로 하는 방전전력 지령에 따라 동작해야 하므로 그림 3과 유사한 방법의 스위칭 패턴을 적용하기는 곤란하다. 방전 모드에서는 주어진 방전전력 지령에 추종하는 것이 중요하므로 식 (1)에 따라 요구되는 전력을 방전할 수 있도록 스위칭 패턴을 정한다. 그림 5는 방전 시 스위칭 패턴을 나타낸다.

그림 5에서 변압기 1차측 스위치(S_1 - S_4)와 2차측 스위치(Q_1 - Q_4)는 기본적으로 영전압 스위칭이 됨을 알 수 있다. 그런데 방전전력이 작은 경우에는 i_L 의 크기가 작아져서 영전압 스위칭이 더 이상 될 수 없는 문제가 발생한다. 그러나 본 논문에서는 변압기 1차측이 일반적인 부하가 아니고 DC 링크단이며 부하 급변시 연료전지의 느린 응답특성으로 인한 전력 보상 차원에서 방전이 이루어지므로 일반적으로 영전압 스위칭이 안될 정도의 경부하는 거의 없다고 봐도 무방하다.

그림 5의 스위칭 패턴에 의한 동작을 할 경우 발생하는 또 하나의 문제점은 $t = t_1$ 에서 S_2 와 S_3 이 턴 오프

표 2 시뮬레이션 파라미터
Table 2 Simulation parameter

파라미터	값
V_{DC}	400 [V]
L	1 [mH]
변압비	$n_1 : n_2 = 8 : 1$
V_{SC}	25 - 50 [V]
P_{max}	1 [kW]
f_s	10 [kHz]
C_S	3 [nF]
C_Q	20 [nF]

되면서 DC 링크측 전류(i_{in})의 방향이 급격히 바뀌면서 전로 인덕턴스에 의한 과전압이 발생하여 스위치 S_1 - S_4 에 인가된다는 것이다. 그러나 저전압 대전류 특성을 갖는 변압기 2차측과는 달리 1차측은 고전압 저전류 특성을 가지고 있으므로 전류의 크기가 얼마 되지 않으므로 과전압은 크게 나타나지 않는다. 또한 DC 링크단의 커패시터와 S_1 - S_4 로 구성되는 PWM 컨버터의 접속을 평판 부스바로 처리하면 표류 인덕턴스를 최소화 할 수 있으므로 디바이스에 인가되는 전압 스트레스는 최소화 된다. 또한 V_2 에 인가되는 스위칭 시의 과전압은 Q_1 - Q_4 로 구성되는 컨버터의 (+)와 (-) 단자 간에 2000 μ F의 전해커패시터를 추가하여 감소시켰으며 이 커패시터는 슈퍼커패시터와 더불어 에너지 저장의 역할을 한다.

4. 시뮬레이션 결과

그림 2의 회로에 대하여 충전 모드와 방전 모드 각각에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 2와 같다.

그림 6은 V_{SC} 가 40 V인 경우 640 W로 충전되고 있음을 보이고 있다. 충전전류 i_o 는 항상 양(+)이므로 음(-)을 포함하고 있는 기존방식보다 개선되었음을 알 수 있다.

그림 7은 방전 모드 시 전압, 전류 파형을 나타낸다. 그림 7 (a)는 V_{SC} 가 40 V인 경우 1 kW로 방전되고 있음을 보이며 (b)는 V_{SC} 가 30 V인 경우 1 kW로 방전되고 있음을 보인다.

방전 모드 시에는 DC 링크단에서 필요로 하는 전력 지령에 따라 동작하므로 V_{SC} 전압이 떨어질수록 전류는 증가하는 것을 알 수 있으며 V_{SC} 에 관계없이 항상 일정한 전력을 계통에 전달하는 것을 알 수 있다.

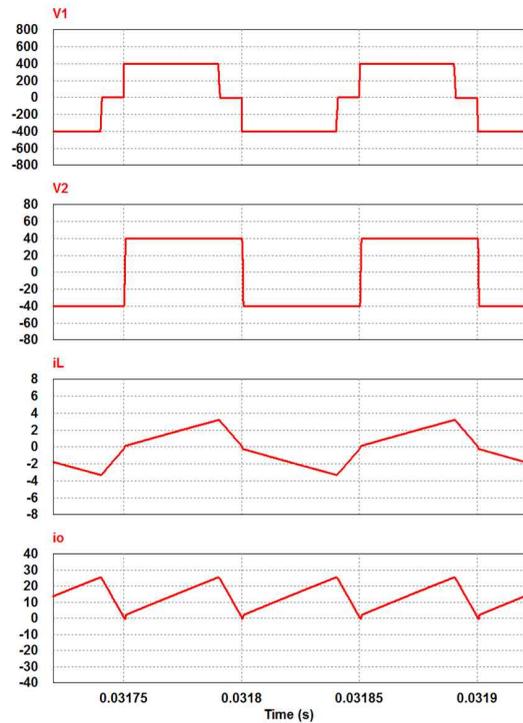
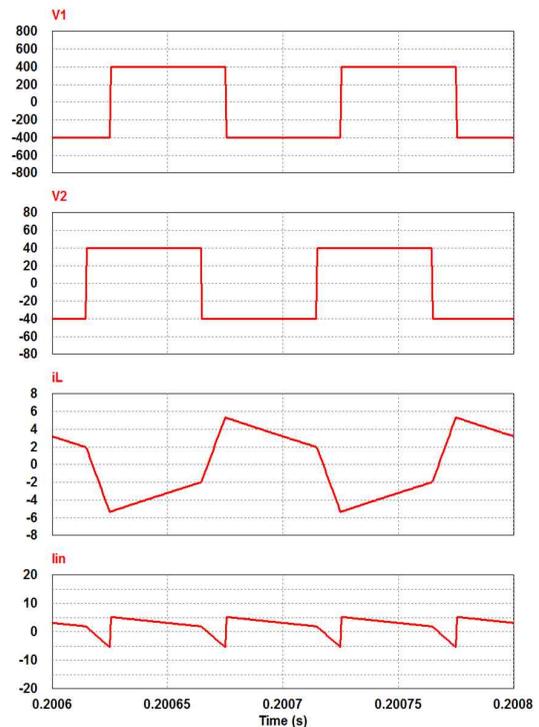
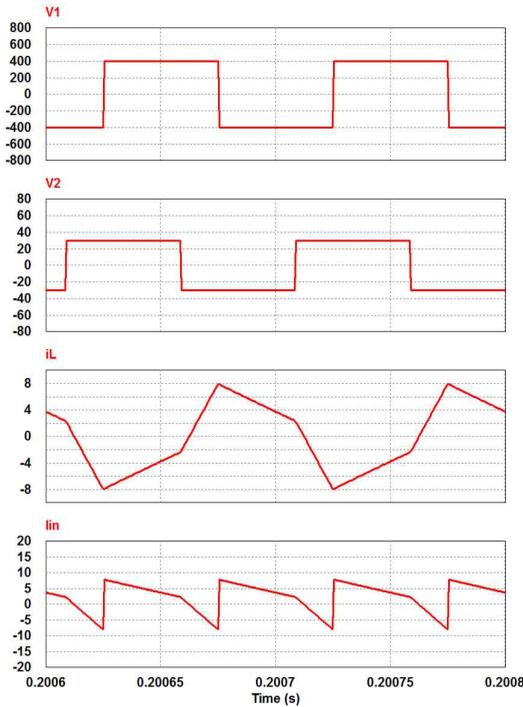


그림 6 충전 모드 시 V_1 , V_2 , i_L , i_o 파형 ($V_{SC}=40$ V)
Fig. 6 V_1 , V_2 , i_L , and i_o in charging mode



(a) $V_{SC}=40$ V 인 경우



(b) $V_{SC} = 30\text{ V}$ 인 경우
 그림 7 방전 모드 시 V_1 , V_2 , i_L , i_{in} 파형
 Fig. 7 V_1 , V_2 , i_L , and i_{in} in discharging mode

5. 실험결과

그림 2의 회로를 구현하여 성능시험을 하였으며 실험에 사용된 소자는 표 3과 같다.

표 3 실험 소자
 Table 3 Devices used in experiment

기호	소자
S_1 - S_4	IGBT(SKM40GD123D)
L	1 [mH]
변압기	1.5 [kVA], 10 [kHz]
Q_1 - Q_4	MOSFET(SKM180A020)
SC	(LSUN 033R6P 166F)

그림 8은 새롭게 제안한 방식의 충전 모드 실험 결과 파형을 나타낸다. $V_{SC} = 40\text{ V}$ 일 때의 전압과 전류 파형을 나타내는데 위에서부터 V_1 , V_2 , i_L 파형을 의미하며 이는 시뮬레이션 파형과 거의 일치함을 알 수 있다.

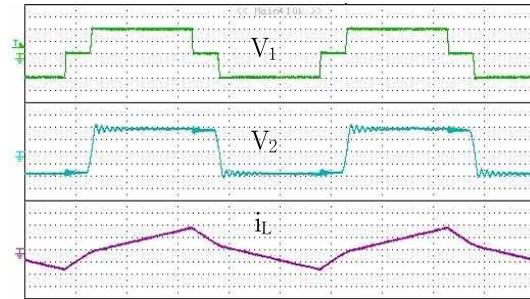


그림 8 충전 모드 시 V_1 (200V/div.), V_2 (20V/div.), i_L (2A/div.) 파형 ($V_{SC} = 40\text{ V}$, 20 us/div.)
 Fig. 8 V_1 , V_2 , and i_L in charging mode

그림 9는 충전 모드 시 기존 방식인 그림 2 (b)의 스위칭 방식을 사용하여 실험했을 때의 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 이때 실험 조건은 V_2 스파이크 전압을 비교 분석하기 위하여 동일한 스위칭 방식을 사용하는 방전 모드와 동일한 조건으로 실험을 하였다.

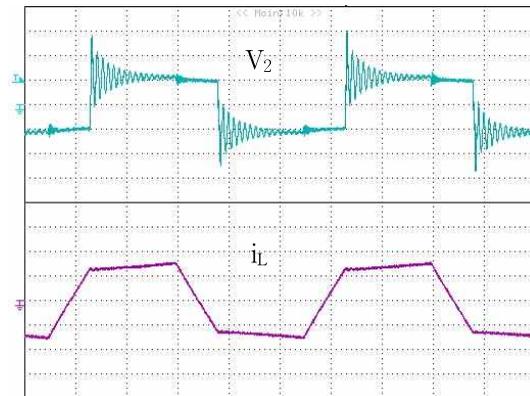
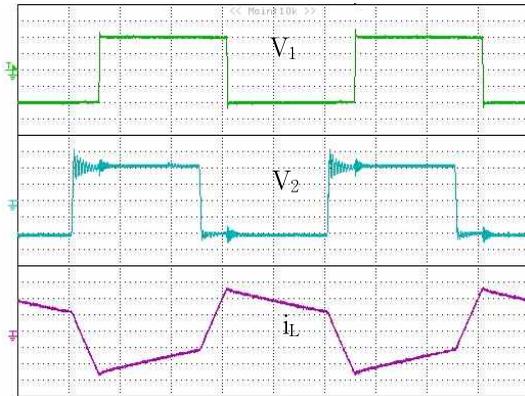


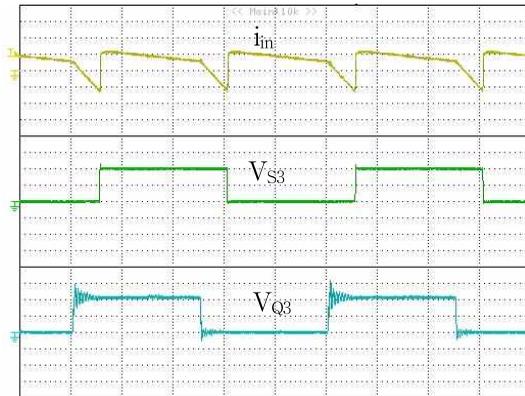
그림 9 기존 방식의 충전 모드 시 V_2 (40V/div.), i_L (2A/div.) 파형 (20 us/div.)
 Fig. 9 V_2 and i_L waveforms in charging mode with the conventional method

그림 2 (b)의 i_o 파형에서 $t=t_1$ 일때 전류 극성이 바뀌면서 매우 큰 di/dt 가 발생하는데 이로 인하여 그림 9에서 볼 수 있듯이 V_2 스파이크 전압이 그림 10 (a)에서 나타나는 V_2 스파이크 전압보다 약 6배 큰 것을 확인 할 수 있다. 따라서 제안한 방식은 부가회로 없이 기존 방식에 비해 스위칭 시 V_2 전압 스트레스를 획기적으로 감소시켜 성능을 개선하였음을 알 수 있다.

그림 10은 방전 모드에서의 실험결과를 보이고 있다. 그림 10 (a)는 $V_{SC} = 40\text{ V}$ 일 경우 위에서부터 V_1 ,



(a) V_1 (200 V/div.), V_2 (20 V/div.), i_L (2 A/div.) 파형



(b) i_{in} (5 A/div.), V_{S3} (200 V/div.), V_{Q3} (20 V/div.) 파형

그림 10 방전 모드 시 각 부분 파형
($V_{sc} = 40\text{ V}$, 20 us/div.)

Fig. 10 V_1 , V_2 , i_L , i_{in} , V_{S3} , and V_{Q3} in discharging mode

V_2 , i_L 의 파형을 나타내는데 V_2 의 스위칭 시 발생하는 과전압의 크기가 그림 8의 충전 시 보다는 크지만 그림 9의 기존 방식보다는 현저히 줄어들었음을 알 수 있다.

그림 10 (b)는 i_{in} , V_{S3} , V_{Q3} 파형을 나타내는데 S_3 의 스위칭 시 발생하는 과전압의 크기는 거의 없음을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 계통 연계형 연료전지 발전시스템에서 연료전지의 느린 응답특성을 보상하기 위한 슈퍼커패시터 에너지 충·방전용 양방향 DC/DC 컨버터의

새로운 스위칭 기법과 스위칭 시 발생하는 과전압 감쇠 기법을 제안하였다. 제안한 방식이 갖는 장점을 정리하면 다음과 같다.

- 충전 모드 시 모든 스위치가 항상 영전압 또는 영전류 스위칭을 하여 스위칭 손실이 최소화 된다.
- 추가적인 클램프 회로 없이 과전압 감쇠가 가능하여 하드웨어 구성이 간단하다.
- 방전 모드 시 모든 스위치가 항상 영전압 스위칭을 하여 스위칭 손실을 최소화 한다.
- 충전 모드 시 슈퍼커패시터에 충전되는 전류가 항상 양(+)이므로 성능이 개선된다.

1 kW급 시스템을 구현하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방식의 효율성을 입증하였다. 제안한 방식은 향후 수요가 급증할 것으로 전망되는 대용량 에너지 저장시스템에도 효과적으로 활용될 것으로 기대된다.

이 논문은 2008학년도 부경대학교 연구년 교수 지원사업에 의하여 연구되었음. (PS-2008-028)

참 고 문 헌

- [1] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, 1991, Jan./Feb.
- [2] S. Inoue, H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 6, pp. 2299-2306, 2007, Nov.
- [3] Rongyuan Li, A. Pottharst, N. Frohliche, J. Bocker, "Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter", *PESC*, Vol. 1, pp. 521-526, 2004, June.
- [4] E. Hiraki, K. Yamamoto, T. Mishima, "An Isolated Bidirectional DC-DC Soft Switching Converter for Super Capacitor Based Energy Storage Systems", *PESC*, pp. 390-395, 2007, June.
- [5] Y. Miura, M. Kaga, Y. Horita, T. Ise, "Bidirectional isolated dual full-bridge dc-dc converter with active clamp for EDLC", *ECCE*, pp. 1136-1143, 2010, Sept.

- [6] Haimin Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 771-781, 2008, March.
- [7] F. Z. Peng, Hui Li, Gui-Jia Su, J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 54-65, 2004, Jan.
- [8] Zhe Zhang, O. C. Thomsen, M. Andersen, "A DC-DC converter with wide input voltage range for fuel cell and supercapacitor application", *PEDES*, pp. 706-711, 2009, Nov.

저 자 소 개



송웅협(宋雄俠)

1983년 6월 30일생. 2009년 부경대 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



정재현(鄭在憲)

1981년 10월 19일 생. 2007년 부경대 공대 전기제어공학부 졸업. 2009년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009~현재 동 대학원 박사과정.



김진영(金珍永)

1977년 7월 30일생. 2004년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2008년~현재 부경대 대학원 박사과정.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원장



김인동(金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee 방문교수. 2004~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 1996년~현재 부경대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 기획이사.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 경북대학교 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 감사 및 경상지부장.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2005년~2006년 버지니아공대 방문교수. 울산대 전기전자정보 시스템공학부 교수. 당 학회 협력부회장.