

# 연료전지자동차에서 연료이용률과 연료전지 내구성 향상을 위한 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기법

趙真相<sup>\*</sup>, 丁相玟<sup>\*\*</sup>, 李鎮熙<sup>\*\*\*</sup>, 崔世琬<sup>†</sup>, 韓秀彬<sup>\*\*\*\*</sup>

## A Control Method of Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Utilization and Durability Improvement in Fuel Cell Vehicles

Jinsang Jo, Sangmin Jung, Jinhee Lee, Sewan Choi, and Soobin Han

### 요 약

본 논문에서는 연료전지 자동차와 같은 하이브리드 시스템에서 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 충·방전 동작시 지령전력을 정확히 제어하여 연료전지의 내구성을 향상시키기 위한 전력제어기를 제안하고자 한다. 또한 연료이용률을 향상시키고 배터리의 SOC를 일정하게 하여 에너지를 효율적으로 사용하기 위한 양방향컨버터의 충·방전 운전 알고리즘을 제안한다.

### ABSTRACT

In this paper a power controller is proposed to accurately control the commanded power for charge and discharge operation of a bidirectional DC-DC converter so that durability is improved in hybrid systems such as fuel cell vehicles. Also, a control algorithm for charge and discharge operation is proposed to improve fuel utilization and keep battery SOC constant so that energy is effectively utilized.

**Key Words** : Hybrid system, Fuel cell vehicles, Fuel utilization, Durability, Bidirectional DC-DC converter

## 1. 서 론

석유에너지의 고갈과 환경오염에 의한 지구온난화를 방지하기 위한 도료의정서가 발효됨에 따라 CO<sub>2</sub> 배출을 억제하기 위한 하이브리드 및 연료전지 자동차의 개발이 시급한 과제로 부상하고 있다<sup>[1-3]</sup>.

연료전지 자동차의 전력변환시스템의 구성에는 여러 형태의 것이 있지만 그림 1에서와 같이 연료전지 시스

템의 느린 응답성을 보완하고 에너지를 효율적으로 이용하기 위하여 1차 에너지원인 연료전지이외에 주로 배터리 또는 슈퍼커패시터등의 2차 에너지 저장장치를 이용하여 하이브리드 시스템으로 구성하게 되는 것이 일반적이다<sup>[4,5]</sup>.

여기에서 양방향 컨버터는 배터리등의 에너지 저장장치를 통하여 적절한 에너지를 충·방전함으로써 일정한 연료이용률을 유지하고 연료전지와 부하간 전력의 균형을 맞추는 역할을 하게 된다<sup>[6]</sup>. 그런데 부하의 급격한 변동과 같은 과도상태에서 배터리전류의 신속한 증가를 위하여 작은 값의 인덕터 사용이 요구되며 이 때문에 인덕터 전류의 리플이 커서 양방향 컨버터의 피크전류모드 제어시 피크값과 평균값의 차이에 기인하는 적지 않은 오차가 지령전력과 실제출력전력 사이에 발생하게 된다. 또한 양방향 컨버터의 부스트 동

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 서울산업대 제어계측공학과 부교수  
E-mail : schoi@snut.ac.kr

<sup>\*</sup>정희원, 서울산업대 제어계측공학과 석사(졸업)

<sup>\*\*</sup>학생회원, 서울산업대 제어계측공학과 석사과정

<sup>\*\*\*</sup>정희원, (주)동아일렉콤 전원연구소 연구원

<sup>\*\*\*\*</sup>정희원, 한국에너지기술연구원 전기조명연구센터장

접수일자 : 2005. 6. 8                      1차 심사 : 2005. 8. 3

심사완료 : 2005. 8. 10

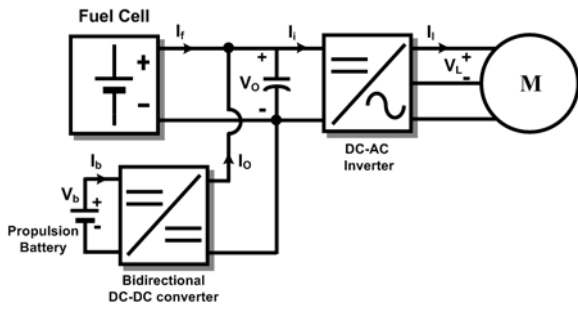


그림 1 연료전지자동차의 전력변환시스템  
Fig. 1 Power conditioning system for fuel cell vehicle

작시 전력회로의 손실에 의한 오차로 인하여 양방향 컨버터가 정확한 유효전력을 공급하지 못하게 된다. 따라서 이와같이 지령전력과 실제출력전력 사이의 오차로 인한 전력의 불균형이 발생하게 되어 연료전지가 과부하로 동작하게 된다. 이같이 연료전지에서 연료 및 산소의 공급이 원활하지 않은 과부하 상태가 반복 되면 연료전지 내부에서 반응가스의 확산 불량에 의한 연료전지 수명단축을 초래할 수 있으므로 양방향컨버터에 의한 유효전력의 공급을 정확히 제어하는 것이 필요하다<sup>[7]</sup>.

본 논문에서는 그림 1과 같은 하이브리드 시스템에 적용 가능한 양방향 DC-DC 컨버터 토폴로지를 선정하고 선정된 컨버터에 대하여 기본적인 충·방전 동작 및 원리에 대하여 고찰한 후 각 소자를 설계한다. 또한 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 충·방전 동작시 원하는 지령전력을 정확히 제어하여 연료전지의 과부하에 의한 수명단축을 개선하기 위하여 양방향 DC-DC 컨버터 및 제어부를 소신호 등가회로로 모델링하여 전력제어기를 제안하고자 한다. 또한 연료이용률을 향상시키고 배터리의 SOC를 일정하게 제어하여 에너지를 효율적으로 사용하기 위한 양방향컨버터의 충·방전 운전 알고리즘을 제안한다.

## 2. 비절연형 단상 하프브리지 컨버터 동작원리 및 설계

그림 1의 연료전지자동차의 전력변환시스템에 적용할 수 있는 양방향 DC-DC 컨버터로는 절연형과 비절연형이 있다. 절연형 양방향 DC-DC 컨버터는 입·출력의 전압비가 매우 큰 경우 Push-Pull, Half-Bridge 또는 Full-Bridge 회로에 고주파 변압기를 사용하여 구현할 수 있지만 이러한 구조는 고주파 변압기에 의

한 손실과 스위치 수의 증가로 효율이 감소할 수 있기 때문에 통상 전압비가 5이하에서는 비절연형 양방향 DC-DC 컨버터가 가장 우선적으로 고려할 필요가 있는 구조이다. 비절연형 양방향 DC-DC 컨버터로는 Half-bridge, Cuk, 및 SEPIC/Luo 컨버터등이 있는데 이중 Half-bridge 컨버터는 다른 두 컨버터에 비하여 다음의 장점이 있으므로 본 논문에서는 Half-bridge 컨버터를 선정한다<sup>[8]</sup>.

- 하나의 인덕터와 커패시터만 필요하다.
- 인덕터의 용량이 작다.
- 스위치의 전압·전류정격이 작다.

표 1 축소된 하이브리드 시스템 사양  
Table 1 Reduced system specification of the hybrid system

항 목		사 양
Energy source	Source	30V ~ 60V
	Battery	12V/80Ah
Output Power Capability	Nominal	250W ~ 1kW
	Overload	1.5kW(최대 5초)

표 1은 본 논문에서 사용될 축소된 하이브리드 시스템의 사양이다.

그림 2는 선정된 비절연형 Half-Bridge 컨버터로  $V_b$ 는 배터리전압이고, 배터리측의 인덕터  $L$ 과 스위치  $S_1, S_2$ 와 직류단측의 커패시터  $C$ 로 이루어진다. 다음으로 양방향 컨버터의 기본적인 충·방전모드 동작에 대하여 고찰한다.

### 2.1 방전모드

그림 2(a)의 Half-bridge 컨버터에서 두개의 스위치 중  $S_2$ 가 능동스위치로 동작할 경우 다이오드  $D_1$ 의 동작으로 그림 2(b)의 부스트 컨버터가 되어 배터리에서 직류단으로 에너지가 전달되고 직류단측에 연결된 부하에서 에너지가 소비되는 방전모드로 동작한다. 그림 1과 같은 하이브리드 시스템에서 방전모드로 동작하는 경우는 최대부하가 걸리는 상태에서 추가로 과부하가 걸리는 경우와 경부하가 걸려있는 상태에서 급격히 부하가 증가하는 경우이다. 이런 경우 양방향 컨버터는 필요한 에너지를 공급하기 위하여 부스트 컨버터가 된다.

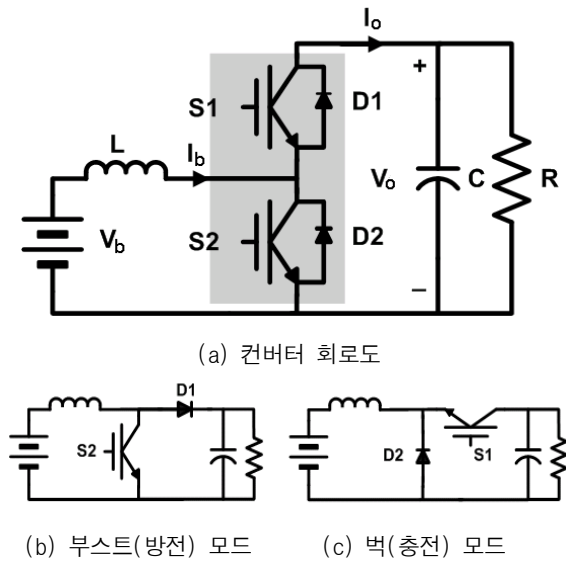


그림 2 비절연형 하프브리지 컨버터  
Fig. 2 Non-isolated half-bridge converter

2.2 충전모드

그림 2(a)의 Half-bridge 컨버터에서 두 스위치 중 S<sub>1</sub>이 능동스위치가 되는 경우 다이오드 D<sub>2</sub>의 동작으로 그림 2(c)의 벡 컨버터로 동작하여 직류단측에서 배터리로 에너지가 전달되는 충전모드로 동작하게 된다. 과부하가 걸리지 않는 대부분의 동작 시에는 배터리의 SOC를 항상 일정값(0.97)이상으로 유지하기 위해 연료 전지에서 발생되는 에너지로부터 충전을 하여야 하며 양방향 컨버터는 벡 컨버터가 되어 충전모드로 동작하게 된다. 이때 SOC가 0.85이상 0.97이하이면 충전전류 I<sub>b(ch)</sub>는 배터리의 용량의 0.2C에 해당되는 전류(15A)로 충전하고 SOC가 0.85이하이면 급속충전을 한다.

2.3 충·방전 모드전환의 과도 상태

충전모드에서 방전모드로 또는 방전모드에서 충전모드로의 전환 시에는 모드전환 과정에서 과도적 상태가 발생된다. 컨버터가 충전모드로 되어있어 I<sub>b(ch)</sub>의 전류로 충전되는 상태에서 방전전류 I<sub>b(ds)</sub>\*의 명령을 받게 되면 그림 2(c)의 벡 컨버터에서 S<sub>1</sub>이 off되고 다이오드 D<sub>2</sub>만 동작하여 충전전류는 감소하게 되고 최종에는 0이 된다. 그 이후에는 S<sub>2</sub>가 방전전류의 명령으로 on이 된 상태이므로 인덕터의 전류가 I<sub>b(ds)</sub>\*의 상태가 될 때까지 계속 도통된다. 이때 충전모드에서 방전모드로 전환하는 과도시간은 다음 식과 같다.

$$\Delta t = \frac{L}{V_b} (I_{b(ch)} + I_{b(ds)}^*) \tag{1}$$

반대로 컨버터가 방전모드로 되어있어 I<sub>b(ds)</sub>의 전류로 방전되는 상태에서 충전전류 I<sub>b(ch)</sub>\*의 명령을 받게 되면 그림 2(b)의 부스터에서 S<sub>2</sub>가 off되고 다이오드 D<sub>1</sub>만 동작하여 방전전류는 감소하게 되고 최종에는 0이 된다. 그 이후에는 S<sub>1</sub>이 충전전류의 명령으로 on이 된 상태이므로 인덕터의 전류가 I<sub>b(ch)</sub>\*의 상태가 될 때까지 계속 도통된다. 이때 방전모드에서 충전모드로 전환하는 과도시간은 다음 식과 같다.

$$\Delta t = \frac{L}{V_o - V_b} (I_{b(ch)}^* + I_{b(ds)}) \tag{2}$$

결과적으로 방전에서 충전모드로의 전환시간보다 충전에서 방전모드의 전환시간이 더 걸리게 되지만 컨버터의 전환시간은 인덕턴스가 100uH인 경우 1ms이하로 충분히 짧은 시간이다.

2.4 인덕터의 설계

충·방전모드와 관련하여 인덕터의 전류는 항상 연속모드로 동작하도록 인덕턴스 값을 결정한다. 따라서 벡 컨버터로 동작할 경우는 다음 식을 만족하여야 한다.

$$L \geq \frac{DT_s}{2I_{b(ch)}} (V_o - V_b) \tag{3}$$

또한 부스터 컨버터로 동작할 경우는 다음 식을 만족하여야 한다.

$$L \geq \frac{T_s D(1-D)}{2I_{b(ds)}} V_o \tag{4}$$

두 가지 모드와 양방향 컨버터의 입출력 동작 변화를 모두 감안하면 리플전류 10A에 대해 연속모드로 동작하기 위한 최소 인덕터의 값은 스위칭 주파수 20kHz를 기준으로 벡 모드에서 V<sub>o</sub>가 60V, V<sub>b</sub>가 12V, D=0.2인 조건일 때이며 이 경우 48uH가 된다. 따라서 설계값은 100uH로 결정하고 이 경우 벡 모드에서의 리플전류는 5A이며 배터리 정격의 0.2C수준인 15A의 충전전류를 유지할 경우 전류 리플은 33%에 해당되지만 충·방전전류 값이 증가할수록 적은 비율의 리플전류를 보이게 된다.

2.5 직류단 커패시터 용량의 선정

배터리의 경우는 12V, 80Ah의 배터리를 사용한다. 최대 방전 시 1C이상인 90A의 방전전류가 흐르게 되지만 5초 이하의 백업시간이므로 배터리에 무리를 주지 않는다. 방전 시 배터리의 최저 방전전압은 10V로 제한한다. 또한 컨버터의 지연시간동안은 커패시터에서 순간 방전할 수 있으므로 다음과 같이 커패시터의 용량을 설계한다.

$$C = I_{max} \cdot \frac{T_d}{\Delta v} \tag{5}$$

여기서  $T_d$ 는 양방향컨버터의 동작지연시간,  $\Delta v$ 는 커패시터 전압강하 허용값,  $I_{max}$ 는 인버터 전류의 최대값임.

3. 제안하는 양방향 컨버터의 전력제어기 및 운전제어 알고리즘

3.1 전력제어기 설계

그림 3은 제안하는 양방향 컨버터의 제어시스템 구성도로서 이는 상위제어기로부터의 전력지령을 수행하기 위한 전력 제어기, 과도상태응답의 향상을 위한 피드포워드 제어 및 피크전류모드 제어기로 구성된다.

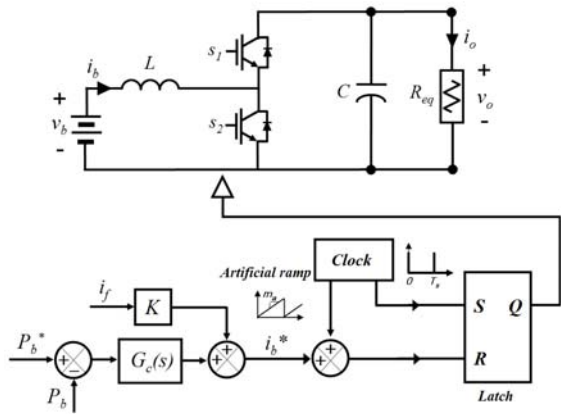


그림 3 제안하는 양방향 컨버터 제어 시스템 구성도  
Fig. 3 Proposed control block diagram for bidirectional DC-DC converter

여기서 양방향 컨버터 측에서 보면 부하측인 인버터와 전원측인 연료전지가 병렬로 연결된 부하로 볼 수 있으므로  $R_{eq} = V^2/P$  를 이용하여 이를 등가적인 저항으로 표현하면 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다. 여

기서  $P_L$ 은 부하전력,  $P_F$ 는 연료전지출력전력이다.

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{(P_L - P_F)} \tag{6}$$

제안한 양방향 DC-DC 컨버터 및 제어부를 충전과 방전의 각 모드별로 교류 소신호 등가회로를 이용하여 모델링하여 피크전류제어와 컨버터의 소자 손실에 의한 오차를 보상하기 위한 전력제어기를 설계한다. 부스트 모드시 양방향 컨버터를 평균화방법을 이용하여 교류 소신호 모델링을 하면 그림 4와 같다. 이로부터 듀티에 대한 인덕터 전류, 즉 배터리 전류의 전달함수  $G_{id}(s)$ 와 배터리 전류에 대한 출력전압의 전달함수  $G_{vi}(s)$ 는 다음 식과 같다.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V}{D^2 R} \cdot \frac{(1 + s\frac{RC}{2})}{1 + s\frac{L}{D^2 R} + s^2\frac{LC}{D^2}} \tag{7}$$

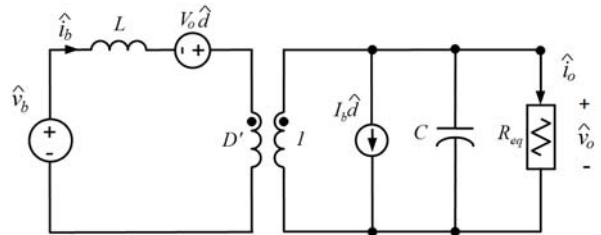


그림 4 부스트모드에 대한 교류 소신호 모델  
Fig. 4 AC small signal model for boost mode

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_b(s)} = \frac{D}{Cs + \frac{1}{R}} \tag{8}$$

식(7)와 (8)에서 구한 양방향 컨버터의 부스트모델과 피크전류모드 제어에 대한 전달함수를 포함하는 상세한 제어블록도 그림 5에 나타난다.

피크전류모드 제어부는 전체 듀티 구간을 사용하기 위해 추가한 톱니파에 의한 영향을 고려하여 모델링하였으며  $F_M=0.5$  이다. 또한 본 시스템의 부스트 모드의 경우 입력전압이 배터리이기 때문에 변화가 거의 없으므로 입력전압의 변동에 관한 부분은 무시할 수 있다.

연료전지 전력과 부하 전력의 차를 상위 제어기가 계산하여 양방향 컨버터로 지령하면 양방향 컨버터는 지령전력  $\hat{P}_b^*$ 에 의한 배터리 지령전류를 추종하기 위하여  $G_c(s)$ 로 보상하여 전력제어를 수행한다.

또한 궤환 신호로서 실제 양방향 컨버터의 출력측에서의 전력 변동분을 얻기 위해 필요한 양방향 컨버터 출력전류  $i_o$ 를 측정하는 것이 용이하지 않으므로 먼저 부스트 컨버터의 교류 소신호 모델로부터 배터리 전류에 대한 양방향컨버터 출력전압에 대한 전달함수  $G_{vi}(s)$ 를 구하고 이로부터 얻은 출력전압의 변동분에 인버터 입력전류  $i_i$ 에서 연료전지 출력전류  $i_f$ 를 빼값을 곱하여 실제 양방향 컨버터의 출력측에서의 전력 변동분을 구한다.

그리고 부하의 급격한 변동시 출력전압의 변동분만을 구하여 보상하면 과도상태의 응답이 느릴 수 있으므로 연료전지 출력전류의 변동분을 피드포워드하면 과도상태의 응답 특성을 개선할 수 있다. 그림 5로부터 전력지령치에 대한 출력전력의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\hat{P}_b = \hat{P}_b^* \frac{G_c F_m G_{id} (G_{vi} (i_i - i_f))}{1 + G_c F_m G_{id} (G_{vi} (i_i - i_f))} \quad (9)$$

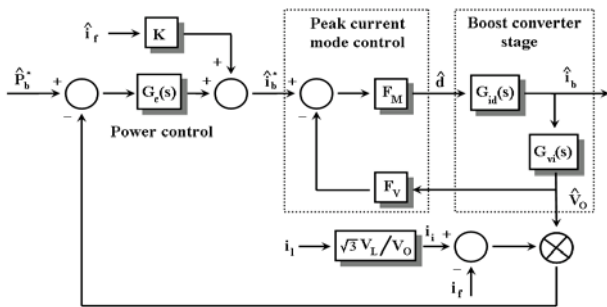


그림 5 부스트모드의 제어 블록도  
Fig. 5 Control block diagram for boost mode

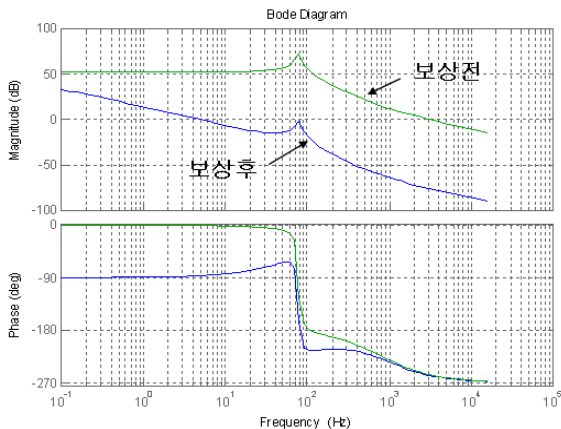


그림 6 보드선도  
Fig. 6 Bode plot

수식 (9)를 보드선도로 나타내면 그림 6과 같고 여기서 보상기를 추가하지 않았을 경우를 살펴보면 DC 게인은 57.8dB이고 위상여유는 -74°로 시스템이 불안정함을 알 수 있다. 따라서 DC 게인과 위상여유를 증가시키기 위하여 PID보상기를 설계하여 추가하였다. 보상후의 위상여유는 90°로 증가하였고 또한 DC 게인도 증가하였으나 밴드폭이 감소하여 과도상태 응답이 느려질 수 있지만 이는 연료전지 출력전류의 변동분을 피드포워드하여 개선하였다.

### 3.2 양방향 컨버터의 운전제어 알고리즘

그림 7은 연료이용률을 향상시키고 배터리의 SOC를 일정하게 유지하여 하이브리드 시스템의 전력의 균형을 정확히 맞추므로써 에너지를 효율적으로 사용하기 위하여 제안한 양방향 컨버터의 충·방전 운전 알고리즘을 나타낸다. 본 논문에서는 연료이용률은 0.8로 배터리의 SOC는 0.97로 가정하였다.

우선 연료전지와 부하 및 배터리로부터 다음의 값을 측정한다.

$P_a$  (available power) : 연료전지로부터 즉시 내줄 수 있는 전력

$P_f$  (fuel cell power) : 연료전지에서 현재 출력되고 있는 전력

$P_L$  (load power) : 현재 부하 전력

SOC (state of charge) : 배터리의 충전상태를 나타내는 값으로 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$SOC = \frac{Q_o - \int i_b dt}{Q_n} \quad (10)$$

이때,  $Q_o$ 는 배터리의 초기 충전 전하량으로 만충전 상태를 기준으로 하며  $Q_n$ 은 배터리의 정격용량 80Ah이다.

부하전력과 연료전지 출력전력을 비교하여 충전동작 또는 방전동작이 가능한 루틴으로 들어가서 양방향 컨버터에 요구할 배터리 충전 또는 방전 전력의 지령값  $P_b^*$ (commanded battery power to bidirectional converter)과 연료전지측에 요구할 가능전력의 지령값  $P_a^*$ (commanded available power to fuel cell)을 계산한다.

부하전력이 증가한 경우 SOC가 0.2 이상이고 연료전지의 가능전력  $P_a$ 이 부하전력  $P_L$ 보다 클 때 양방향 컨버터를 동작시킬 필요없이 연료전지에서 바로 가능전력을 부하로 공급할 수 있게 하며 연료전지의 가능전력  $P_a$ 이 부하전력  $P_L$ 보다 작을 때만이 양방향 컨버



터를 동작시켜 배터리에서 부족한 전력을 공급하고 동시에 연료전지측에 가능전력을 높일 것을 요구하게 되는데 이때 연료이용률이 일정하게 유지되도록 요구하게 된다.

충전모드에서는 배터리의 SOC를 항상 0.97이상 되도록 유지하는 것을 목표로 한다. 부하전력이 감소한 경우 SOC에 따라 충전전류의 크기를 달리하는데 SOC가 0.85 이하로 낮은 경우에는 연료전지에서 가능한 최대전력과 부하전력의 차로 배터리를 충전시키는 것과 동시에 연료전지에 가능전력을 최대로 높일 것을 요구하게 된다. 또한 SOC가 0.85보다 크고 0.97보다 작은 경우에는 0.2C의 충전전류에 해당하는 전력인 200W로 충전시키게 된다.

또한 충전모드에서도 방전모드와 마찬가지로 연료전지측에 가능전력  $P_a^*$ 를 지령할 때 연료이용률이 일정하도록 가능전력을 지령하게 된다.

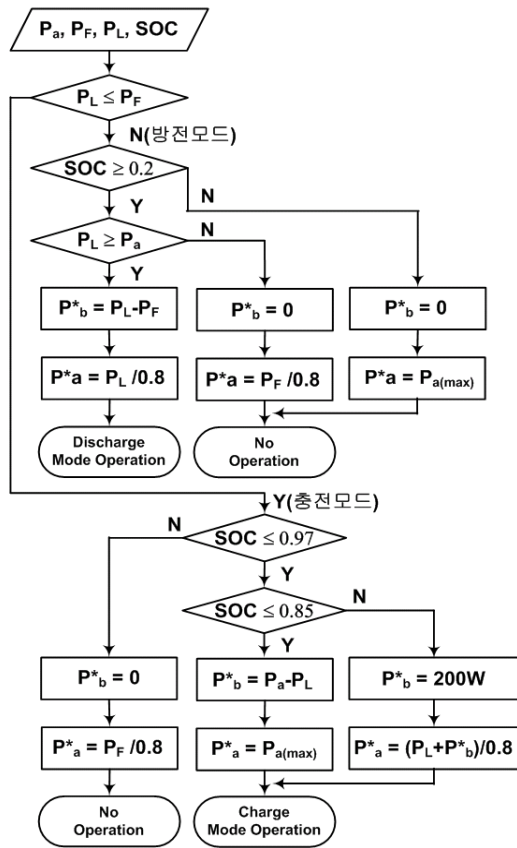
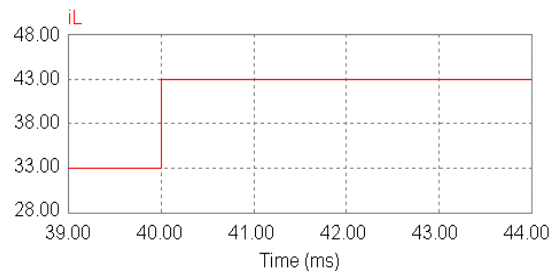


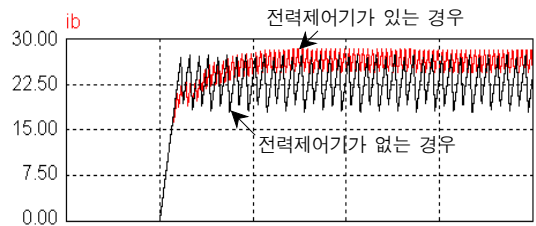
그림 7 연료이용률 향상 및 배터리 SOC 제어를 위한 양방향 컨버터 운전기법  
 Fig. 7 An operation algorithm of bidirectional DC-DC converters for fuel utilization improvement and battery SOC control

### 4. 시뮬레이션

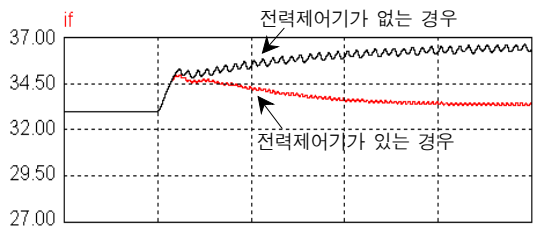
그림 8은 부하가 약 1000W에서 1300W로 변동하였을 때의 시뮬레이션 파형을 보여준다. 그림 8(a)에서와 같이 부하전류가 계단파형으로 증가한 경우 부하전력과 연료전지전력의 차에 해당하는 전류가 그림 8(b)와 같이 배터리로부터 방전될 때 전력제어기가 있는 경우 정확한 전류가 방전되어 그림 8(c)와 그림 8(d)에서 보듯이 연료전지 출력전류와 직류단 커패시터 전압파형



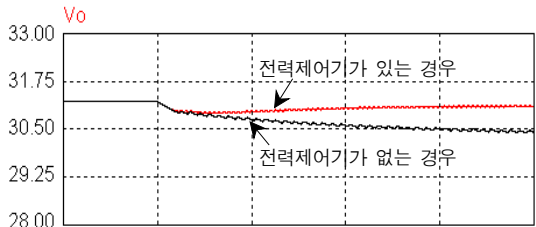
(a) 부하전류  $i_L$



(b) 배터리 전류  $i_b$



(c) 연료전지 출력전류  $i_F$



(d) 커패시터 전압  $V_o$

그림 8 시뮬레이션 파형  
 Fig. 8 Simulation waveforms

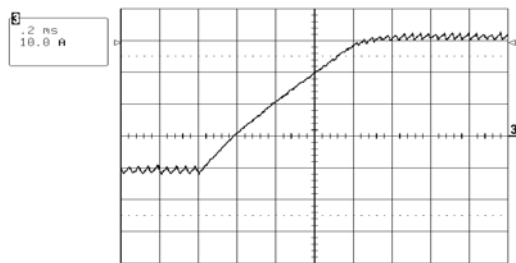
의 변화가 거의 없이 제어되는 것을 볼 수 있지만 전력제어기 없는 경우에는 그림 8(b)와 같이 부하전력과 연료전지전력의 차에 해당하는 전류가 방전되지 못하고 또한 그림 6의 보드선도에서 보았듯이 위상여유가 없어서 오실레이션이 발생하는 것을 볼 수 있다. 따라서 그림 8(c)와 그림 8(d)에서 보듯이 연료전지 출력전류가 증가하고 직류단 커패시터의 전압이 감소하는 것을 볼 수 있다.

### 5. 실험 결과

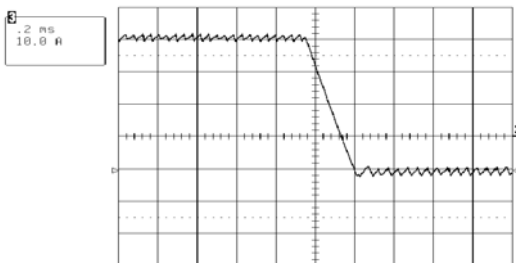
축소모형은 1.5kW급으로 제작되었으며 실험사양은 다음과 같다.

- 저전압측 배터리 : 12V
- 고전압측 전압 : 30~60V
- 인덕턴스 : 100 $\mu$ H
- 직류단 커패시터 : 6800 $\mu$ F
- 스위칭 주파수 : 20kHz

그림 9는 양방향 컨버터의 충·방전 모드 전환 시 배터리 전류의 변화를 나타내는 실험 파형이다. 그림 9(a)와 (b)는 충전모드에서 방전모드로 방전모드에서 충전모드로 전환시 각각의 배터리전류의 과도 상태를 보여주고 있다.

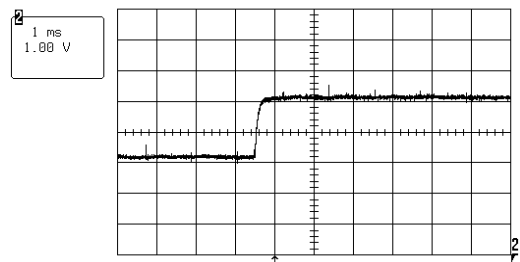


(a) 충전에서 방전으로의 모드전환

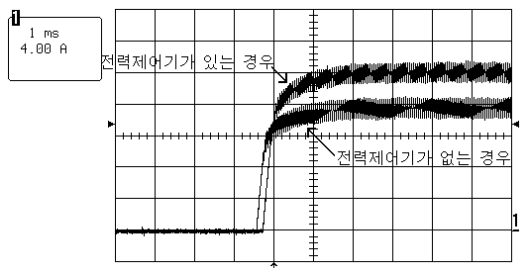


(b) 방전에서 충전으로의 모드전환

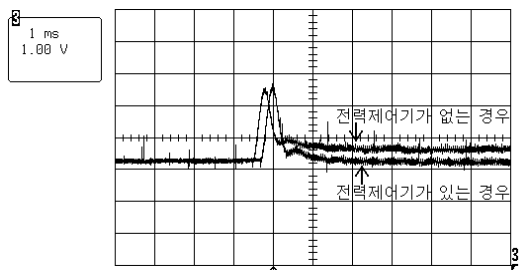
그림 9 충방전 모드 변환 실험파형  
Fig. 9 Experimental waveforms of charge and discharge mode change



(a) 부하전력  $P_L$



(b) 배터리 전류  $i_b$



(c) 연료전지 출력전력  $P_F$

그림 10 실험결과 파형  
Fig. 10 Experimental waveforms

그림 10은 부하가 약 600W에서 800W로 증가시 실험결과 파형을 보여준다. 그림 10(a)에서와 같이 부하전력이 계단파형으로 증가한 경우 그림 10(b)에서 보면 전력제어기가 있는 경우 200W에 해당하는 전류가 방전되나 전력제어기가 없는 경우 컨버터의 손실과 피크전류모드시 오차로 170W만이 출력되는 것을 볼 수 있다. 따라서 그림 10(c)에서 보듯이 전력제어기가 있는 경우는 연료전지 출력전력이 변화없이 제어되고 있는 것을 볼 수 있다.

### 6. 결론

본 논문에서는 연료전지-배터리 하이브리드 시스템에서 두 전원과 부하간의 전력을 효율적으로 제어하여 연료전지의 과부하로 인한 수명단축을 개선하기 위한

전력 제어기를 제안하고 연료이용률을 향상시키고 배터리 SOC를 일정하게 제어할 수 있는 운전 알고리즘을 제안하였다. 제안한 방식은 1.5kW급의 양방향 DC-DC 컨버터를 통한 실험 및 모의실험으로 타당성을 입증하였다. 제안한 양방향 컨버터의 제어기법은 연료전지 자동차, 독립형(stand-alone) 연료전지 발전 시스템 및 연료전지를 이용한 UPS등에 활용될 수 있다.

이 논문은 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2003-B-315)주관으로 수행된 과제임.

### 참 고 문 헌

- [1] 최세완, “연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술”, *전력전자학회지* 특집기사, pp.30-35 2003. 8.
- [2] 이진희, 조진상, 장민수, 최세완, 한수빈, “고체 산화물형 연료전지를 위한 10kW급 독립전력 변환장치의 개발”, *전력전자학회 논문지*, 제8권 6호, pp.551-560, 2003. 12.
- [3] 장수진, 김진태, 이태원, 이병국, 원충연 “능동 클랩프 전류형 하프 브리지 컨버터를 적용한 연료전지 발전시스템” *전력전자학회 논문지*, 제10권 1호, pp. 78-86, 2005. 2.
- [4] 강정일, 노정욱, 이성세, 문건우, 윤명중 “전기자동차 응용을 위한 DC-DC 컨버터의 설계 및 제어” *전력전자학회 논문지*, 제7권 6호, pp 587-595, 2002. 12.
- [5] 정상민, 조진상, 최세완, 한수빈 “하이브리드 에너지 시스템에서 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 배터리 제어 기법” *전력전자학회 하계학술대회 논문집*, pp. 359-363, 2004. 7.
- [6] Liu, C., Nergaard, T., Leslie, L., Ferrell, J., Huang, X., Shearer, T., Reichl, J., Lai, J., Bates, J. “Power balance control and voltage conditioning for fuel cell converter with multiple sources”, *IEEE PESC*, Vol. 4, pp. 2001-2006, 2002, June.
- [7] 한수빈, “연료전지/Battery 복합운전의 모델링 시뮬레이션 기술개발”, 한국에너지기술연구원, 2003. 9.
- [8] R.M. Schupbach, J.C. Balda, “Comparing DC-DC Converter for Power Management in Hybrid Electric Vehicles”, *Electric Machines and Drives Conference*, Vol. 3, pp. 1369-1374, 2003, June.
- [9] K. Wang, C.Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F.C. Lee, J.S. Lai, “Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems”, *Power Electronics in Transportation*, pp. 47-51, 1998, Oct.

### 저 자 소 개



**조진상(趙眞相)**

1977년 12월 6일생. 2003년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2005년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 유학준비중.



**정상민(丁相旻)**

1979년 2월 20일생. 2004년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2004년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



**이진희(李鎭熙)**

1976년 7월 12일생. 2003년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2005년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 (주)동아일렉콤 전원연구소 연구원.



**최세완(崔世琬)**

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 재무이사.



**한수빈(韓秀彬)**

1958년 6월9일생. 1981년 한양대 전자공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1997년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 현재 한국에너지기술연구원 전기·조명연구센터장. 당 학회 편집이사.