

연료전지 발전용 풀-브리지 컨버터의 병렬제어

(A Parallel Control of Full-bridge Converter for Fuel Cell Generation)

나재형* · 장수진* · 박찬흥* · 원중연* · 이병국*

(Jae-Hyeong Na · Su-jin Jang · Chan-Heung Park · Chung-Yuen Won · Byoung-Kuk Lee)

(성균관대학교*)

Abstract

A large power fuel cell generation system needs a parallel operation of dc-dc boost converter. Therefore, this paper proposed parallel operation algorithms of dc-dc boost converters for the large scale fuel cell generation system of 250[kW] and the operating principle along with the control method in detail.

This paper uses a maximum current sharing method as a parallel operation method and also the phase shift full bridge dc-dc converter as a dc-dc boost converter. Simulation and experimental results on two prototype converter modules of 500W show that the parallel operation method can be applied to the 250[kW] power converter.

1. 서론

연료전지는 수소와 산소의 화학적 반응에 의해 전기를 직접 발생하며 발전 효율이 높고 공해 요인이 거의 없으며 수요지 부근에 설치 할 수 있는 장점 때문에 분산전원 적용에 관한 연구가 활발히 진행 중이다.[1][2]

대용량 연료전지 발전시스템은 한대의 컨버터로 모든 부하에 전원을 공급하게 되면 온도 상승으로 인한 시스템의 수명 감소, 큰 정격으로 인한 고가의 소자사용 및 시스템 용량 증가의 한계 등의 문제가 따르게 된다. 그러므로 모듈화 된 일정 용량의 전원장치를 여러 대 병렬 운전하는 방법이 바람직하다.[3]

병렬운전시스템이 갖추어야할 기본적인 사항으로, 각 모듈에는 균등한 전류분배가 능동적으로 이루어 져야 하며 입력전압의 변동과 부하 변동에도 안정된 출력전압을 유지하고 우수한 과도특성과 시스템의 출력 증가에 손쉽게 순응할 수 있도록 모듈의 수를 융통성 있게 대처할 수 있어야 한다.

승압용 컨버터에 적용할 수 있는 병렬제어기법에는 전류제한법, 출력전압 강하법, 전압모드 제어법, 평균전류 분배법, 최대전류 분배법 등 여러 가지의 기법이 있으나 본 논문에서는 최대전류법을 고려하여 병렬제어를 하고자 한다.

최대전류법의 전류분배 버스 전압은 병렬 연결된 모듈 중에서 가장 큰 부하전류가 흐르는 모듈의 다이오드만 도통 됨으로 가장 큰 부하전류가 흐르는 모듈의 전류에 해당하는 전압 값이 전류분배 버스 상에 나타나게

된다. 초기에 낮은 출력 전류가 공급되는 모듈은 기준 전압을 높이고 출력 전류는 전류 모니터의 출력전압이 전류분배 버스상의 전압 값까지 크기가 같아질 때까지 출력전류를 증가 하게 된다.

본 논문에서는 부하전류분담 제어 신호를 결정하는 구조가 간단하여 확장성, 유지·보수 측면에서 유리하고 임의의 단위 컨버터 고장 발생 시 부하전류분담 기준신호가 영향을 받지 않으므로 부하전류분담 제어에 유리한 최대전류법을 제안한다.[4][5]

DC-DC 승압용 컨버터는 위상천이 풀-브리지 컨버터를 사용하였으며 시뮬레이션과 실험 결과(500W급, 축소형 2개 컨버터 모듈)로부터 병렬운전 방법이 실제 용량(250[kW])에서도 적용되어질 수 있음을 증명하였다.

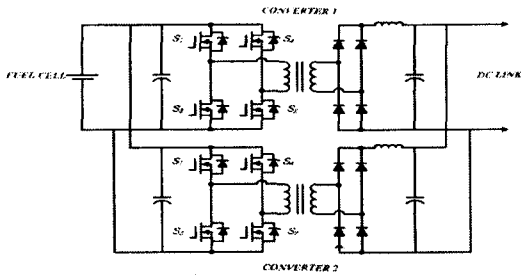
2. 본론

2.1. 위상천이 풀-브리지 컨버터

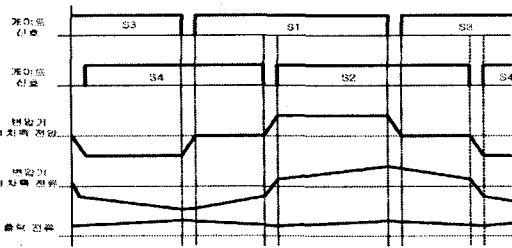
그림 1은 위상 천이 풀-브리지 컨버터가 병렬 연결된 회로와 동작 파형을 나타낸다. 위상천이 풀-브리지 컨버터는 환류 구간에서 생기는 링킹 성분을 최소화시키기 위해 왼쪽 암인 S_1, S_3 의 신호가 고정된 채, 오른쪽 암의 S_2, S_4 의 신호를 위상이동 하는 제어 방식에 의해 컨버터의 시비율을 결정한다.

1차측의 주 스위치들 중의 하나는 항상 온 상태를 유지하여 누설 자속의 전류가 순환하기 위한 통로를 만들어 준다. 왼쪽 암은 출력필터에 저장된 에너지에 기인하

여 영전압 스위칭이 이루어지며, 오른쪽 암은 변압기의 누설인덕턴스에 저장된 에너지만으로 영전압 스위칭을 한다. 위상천이 PWM은 전용 IC인 UC3875를 사용하였다.



(a) 위상천이 풀-브리지 컨버터



(b) 동작 파형

그림 1. 위상천이 풀-브리지 컨버터와 파형
Fig. 1. Phase-shift full-bridge converter and waveform

2.2. 위상천이 풀-브리지 컨버터의 병렬운전

그림 2는 위상천이 풀 브리지 컨버터의 2병렬운전에서 각 컨버터 도선의 저항성분인 R_1, R_2 를 고려하여 나타낸 등가회로이다.

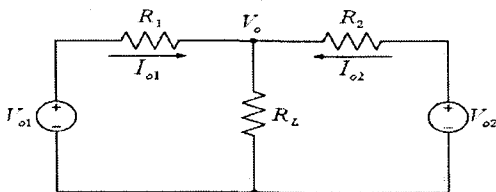


그림 2. 2병렬 위상천이 풀 브리지 컨버터의 등가 회로
Fig. 2. Equivalent circuit of two parallel connected phase-shift full-bridge converters

여기서 등가모델의 회로변수는 다음과 같이 정의 한다.

- V_{o1}, V_{o2} : 컨버터 모듈의 출력전압
- I_{o1}, I_{o2} : 컨버터 모듈의 부하전류
- R_L : 부하저항

- R_1, R_2 : 모듈에서 부하까지의 등가저항
- V_o : 병렬운전 모듈의 출력전압

각 컨버터의 출력전류 I_{o1} 과 I_{o2} 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.[4]

$$I_{o1} = \frac{(V_{o1} - V_{o2})R_L + V_{o1}R_2}{R_Z} \quad (1)$$

$$I_{o2} = \frac{(V_{o2} - V_{o1})R_L + V_{o2}R_1}{R_Z} \quad (2)$$

여기서 R_Z 는 식 (3)과 같다.

$$R_Z = R_L(R_1 + R_2) + R_1R_2 \quad (3)$$

만일 두 모듈의 부하전류가 균등하게 분배된다고 가정하면, $I_{o1} = I_{o2}$ 가 되며 이 관계로부터 다음과 같은 관계식을 구할 수 있다.

$$2R_L(V_{o1} - V_{o2}) = V_{o2}R_1 - V_{o1}R_2 \quad (4)$$

여기서 모듈 각각의 출력전압 V_{o1} 과 V_{o2} 가 이상적으로 같다면 $R_1 = R_2$ 가 되며 부하전류의 균등분배를 하기 위해서는 R_1 과 R_2 가 같아야 한다. 그러나 실제적인 R_1 과 R_2 는 도선저항을 포함한 모듈과 부하사이의 등가저항 값이므로 R_1 과 R_2 의 값은 다르다.

그러므로 부하전류의 균등분배를 유지하기 위해서는 모듈 각각의 부하전류 값의 변화에 대응하여 식 (4)의 관계식이 성립하도록 모듈의 출력전압과 V_{o1} 과 V_{o2} 를 독립적으로 조절해 주어야 한다.

그림 3은 위상천이 풀 브리지 컨버터의 병렬운전 시스템 블록도이다. 전류제어를 위한 current balance 회로와 current share 회로가 추가된 형태이다.[4]

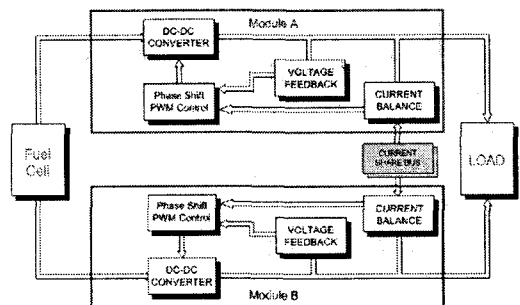


그림 3. 제안된 병렬운전 시스템 블록도
Fig. 3. Block diagram of proposed parallel operation system

2.2. 병렬운전 회로

실제 실험에서는 Phase Shift PWM IC인 UC3875와 전류분배제어 IC인 UC3907을 사용하여 제어회로를 구성하였다.

시뮬레이션에서는 실험과 최대한 비슷한 조건이 될 수 있도록 두 대의 컨버터와 전압제어를 위한 보상기, 최대전류를 검출하여 마스터-슬레이브를 선택하는 전류 분배회로, 마스터와 슬레이브 전류오차에 맞는 PWM을 발생시키기 위한 전류모드제어 회로, 위상이동 회로로 구성되어 있다.

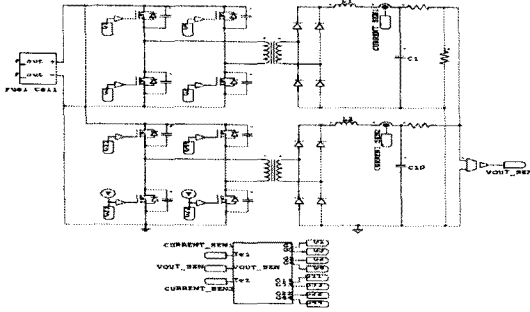


그림 4. 위상천이 폴-브리지 컨버터 병렬운전
Fig. 4. Parallel operation of phase shift full bridge converters

그림 4는 병렬운전 전체 시뮬레이션 회로를 나타내고 있다. 연료전지는 일반적으로 출력전압이 저전압이므로 상용전원으로 변환하기 위해서는 직류 380V 이상 승압하여야 한다. ZVS 위상천이 폴 브리지 컨버터는 직류 380V를 충분히 확보할 수 있게 설계되었다.

표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용되어진 축소모델의 파라미터를 나타내고 있다.

표 1. 위상천이 폴-브리지 컨버터 파라미터
Table 1. Phase-shift full-bridge converter parameters

연료전지 출력전압 (V_i)	22~50[V]	컨버터 출력전압 (V_o)	380[V]
출력전류 (I_o)	0.2~1.3[A]	부하 (R)	288[Ω]
인덕턴스 (L)	11[mH]	출력커패시터 (C)	940[μ F]
ESR성분 (r_c)	0.1 [Ω]	변압기 권선비 (n)	2:48
스위칭주파수 (f_c)	30[kHz]	비교기이득 ($1/V_m$)	0.2
DCPT(센서)이득 ($H(s)$)	0.25	듀티비 (D)	0.25

그림 5는 전류모드제어를 나타내고 있다. 일정 주파수의 클럭 신호에 의해 R-S Latch가 세트된다. 이 신호

에 의해 컨버터의 PWM 신호가 출력되어 스위치가 도통되면 인덕터의 전류가 상승하기 시작한다. 비교기는 검출된 인덕터 전류의 최대값과 오차증폭기의 출력을 비교한다.

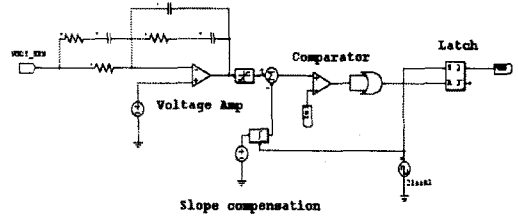


그림 5. 전류모드제어
Fig. 5. Current mode method

이 때 인덕터 전류가 오차증폭기의 출력에 도달 하는 순간 Latch는 리셋되어 스위치를 차단한다. 이러한 과정을 통하여 스위치의 듀티비가 결정되고 이 동작이 반복됨으로써 출력 전압이 제어된다.[6]

전압증폭기에는 위상 상승 특성이 있으며 이 특징으로 인하여 루프이득에 있어서 위상 여유를 크게 해 줄 수 있고 고주파의 불필요한 성분을 대폭 감쇠시키는 역할을 하는 3-pole, 2-zero의 특성을 갖는 오차증폭기를 사용한다.

그림 6은 오차증폭기를 나타내고 있으며, 3-pole, 2-zero의 특징을 갖고 있다. 다른 타입의 오차 증폭기에 비해 세 번째 극점 f_{p2} 를 추가함으로써 고주파의 불필요한 성분들을 대폭 감쇠 시키는 특징이 있어 보다 안정적인 제어특성을 얻을 수 있다.[6]

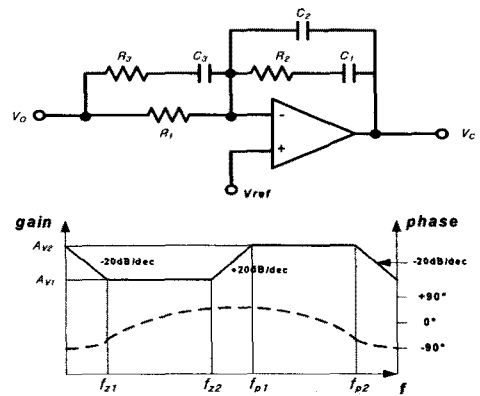


그림 6. 3-pole, 2-zero 오차증폭기와 보드선도
Fig. 6. 3-pole, 2-zero error amplifier and bode plot

이 증폭기의 전달함수를 정리하면 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$A(s) = \frac{V_C(s)}{V_O(s)} = \frac{(1 + sC_1R_2)\{1 + sC_3(R_1 + R_3)\}}{s(C_1 + C_2)R_1(1 + sC_3R_3)(1 + s\frac{C_1C_2R_2}{C_1 + C_2})} \quad (5)$$

각각의 영점과 극점의 주파수는 다음과 같이 구해진다.

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} \quad (6)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_3 (R_1 + R_2)} \approx \frac{1}{2\pi C_3 R_1} \quad (7)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3} \quad (8)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi C_1 C_2 R_2} \approx \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (9)$$

전압 이득은 다음과 같다.

$$A_{v1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

$$A_{v2} = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3} \quad (11)$$

-180° 위상에서 안정성 평가를 위하여 오차 증폭기의 전달함수에서 생기는 180°의 위상차는 무시하였다. 식 (5)~(11)을 이용하여 보상기 R, C소자 값을 각각 계산하면 표 2와 같이 구해진다.

표 2. 오차증폭기 파라미터
Table 2. Error amplifier parameters

파라미터	소자값	파라미터	소자값
R_1	7.5 kΩ	C_1	10 nF
R_2	224 kΩ	C_2	87 pF
R_3	70 Ω	C_3	280 nF

기울기보상은 클럭 신호와 동기화 시킨 삼각파를 SUM의 반전입력에 가해 준다. 오차증폭기의 출력에 램프를 중첩시킴으로써 시비율의 크기와 관련하여 존재하는 불안정한 영역을 제거 한다.

R-S Latch는 클럭 신호에 의해 세트되어 구동 회로를 통하여 컨버터의 주스위치를 턴 온 시킨다. 그리고 인덕터 전류의 피크 값이 출력 오차의 설정치에 도달하였을 때 비교기의 출력이 Latch 회로의 리셋 입력으로 가해짐으로써 주스위치를 턴 오프 시키게 된다.

그림 7은 최대전류법을 이용한 컨버터 균등전류 분배 회로를 나타낸다. 균등전류분배 회로는 전류 분배 버스를 구동하는 버퍼증폭기, 가산증폭기의 입력전압을 조절하는 감산 증폭기, PWM 제어회로의 오차증폭기 기

준 전압을 조절하는 가산증폭기 3부분으로 구성되어 있다.

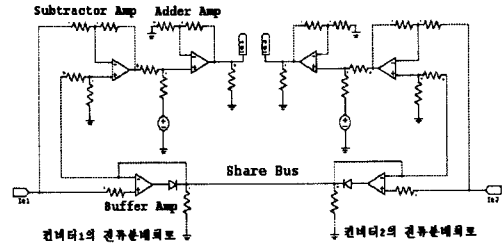


그림 7. 최대전류검출에 의한 전류분배 회로
Fig. 7. Current sharing circuit by peak current sensing

전류센서로부터 검출된 입력전류 신호는 부하전류에 비례하며 전류분배 버스를 구동할 수 있도록 버퍼증폭기의 입력에 공급되고 버퍼증폭기의 출력이 전류분배 버스 상에 나타나게 된다.

전류분배 버스는 버퍼증폭기의 출력을 통하여 두 모듈은 서로 연결되어 있고 전류분배 버스 상에는 병렬운전 모듈 중에서 가장 큰 부하전류가 흐르는 모듈의 부하전류 크기에 해당하는 전압 정보가 나타나게 된다. 이는 가장 큰 다이오드만이 순방향 도통 됨으로써 부하전류 크기에 해당하는 전압 정보가 전류분배 버스를 지배하는 정보가 되고 이 모듈은 마스터 모듈이 된다. 이때 다른 모듈은 슬레이브 모듈로 동작하게 된다.

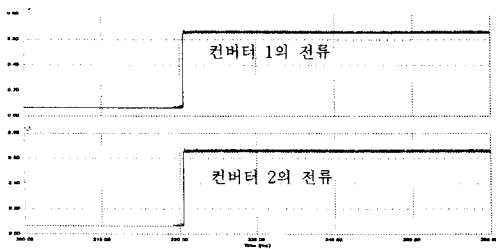
모듈의 감산증폭기는 모듈 자신의 부하전류에 해당하는 전압정보와 전류분배 버스를 지배하는 전압정보와의 차를 감지하여 감산증폭기의 입력으로 보낸다.

이 경우 마스터로 동작중인 모듈은 자신의 부하전류에 해당하는 전압 정보가 전류분배 버스를 지배함으로 감산증폭기의 출력은 0 [V]가 되나 슬레이브 모듈의 경우에는 부하전류에 해당하는 전압정보와 전류분배버스의 전압과의 차가 존재하며 이 차가 증폭되어 감산증폭기의 출력으로 나타난다.

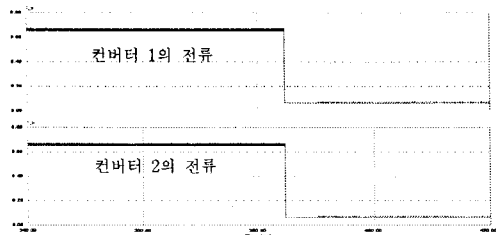
가산증폭기는 감산증폭기의 출력과 기준전압과의 합을 PWM 제어회로의 오차증폭기의 기준전압신호로 공급하게 되므로 오차증폭기의 기준전압은 높아진다. 이 결과 슬레이브 모듈은 스위치의 도통 시비율이 증가하고 이로 인하여 부하전류가 증가하게 되면서 균등전류 분배를 이룰 수 있게 된다.

3. 시뮬레이션 결과

그림 8은 50W 부하에서 500W 부하로의 변화에서 단일 컨버터의 전류분배 파형을 나타낸다. 부하의 가변에 있어서도 컨버터 1과 컨버터 2의 전류분배가 이루어지는 것을 확인할 수 있다.



(a) 50W에서 500W로 부하변화



(b) 500W에서 50W로 부하감소

그림 8. 2개 컨버터 모듈의 전류 파형
Fig. 8. Current waveform of two converter module

4. 실험 결과

ZVS 위상천이 풀 브리지 컨버터의 병렬 실험을 위해 용량이 500[W]인 단일 컨버터 두 대를 동일한 조건으로 제작하였다. 설계 파라미터는 표 1과 동일하다.

제안된 연료전지 발전시스템용 ZVS 위상천이 풀 브리지 컨버터의 병렬운전은 크게 전력변환부, 제어부, 전압 및 전류 검출부로 구성되어 진다. 전력변환부는 별도의 소자 추가 없이 게이트 신호의 위상 이동만으로 ZVS가 가능한 위상천이 방식을 적용하였다.

제어부는 병렬운전 전용 IC인 UC3907을 사용하고, 위상이동은 Phase Shift PWM IC인 UC3875를 사용하여 구성하였다. 전압 및 전류 검출부에서 검출한 신호는 병렬운전의 전압/전류를 제어하는 병렬제어 IC로 입력된다.

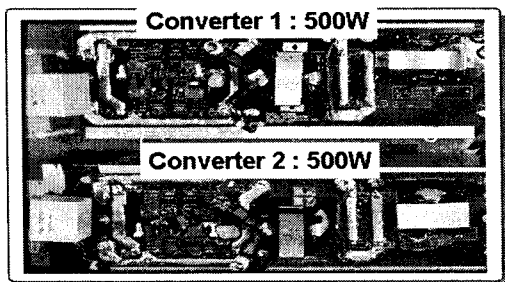


그림 9. 2병렬 ZVS PS FB 컨버터
Fig. 9. Two parallel ZVS phase shift full bridge converters

ZVS 위상천이 풀 브리지 컨버터의 병렬실험을 통해 균등한 전류분배가 이루어지고 있음을 확인하였고, 실제 연료전지와 연계운전을 통해 컨버터와 제안된 병렬운전 알고리즘이 연료전지 발전시스템에 적용 가능함을 확인하였다.

그림 10은 실험에서 사용한 연료전지로 1.2kW 고체 고분자형 연료전지(PEMFC)인 Nexa Power Module이다.

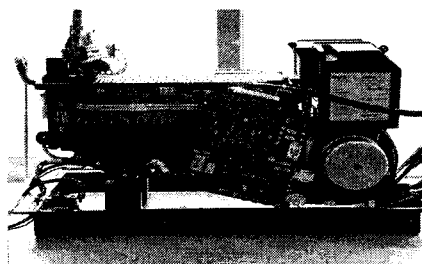
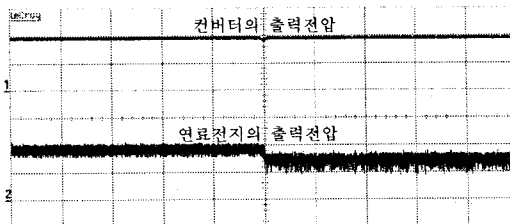
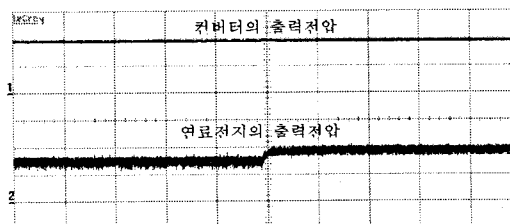


그림 10. 1.2 (kW) 고체고분자형 연료전지
Fig. 10. 1.2 (kW) PEMFC (Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell)

연료전지를 입력으로 한 ZVS 위상천이 풀 브리지 컨버터를 병렬 운전하여 부하의 변화에 따른 연료전지의 출력전압과 전류, 각 단일 컨버터의 전류분배, 컨버터의 출력전압/전류에 대해서 확인하였다.



(a) 80W에서 320W로 부하 증가



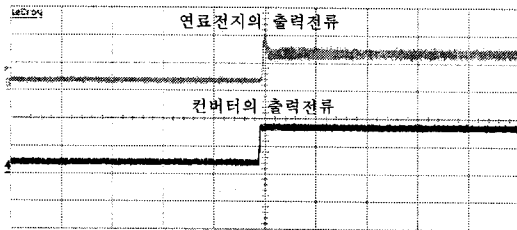
(b) 320W에서 80W로 부하 감소

그림 11. 부하 변동 시 연료전지 출력전압과 컨버터의 출력전압 (1s/div, 200V/div, 20V/div)
Fig. 11. Fuel cell output voltage and converter output voltage at load change

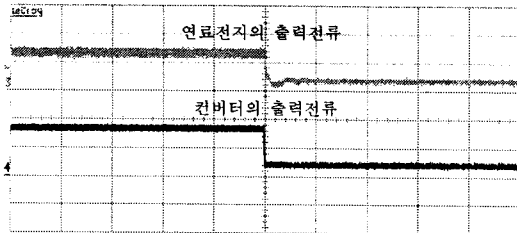
그림 11은 80W에서 320W 부하 변동 시 풀 브리지 컨버터의 출력전압과 연료전지의 출력전압을 나타낸다.

연료전지의 출력전압은 리플성분을 가지며 부하 변화에 따라서 변동되지만 컨버터의 출력전압은 안정적으로 제어되고 있음을 보여준다.

그림 12는 부하 변동 시의 컨버터 출력전류와 연료전지의 출력전류를 나타낸다. 컨버터의 출력전류가 부하에 따라 출력되고 있음을 확인 할 수 있다.

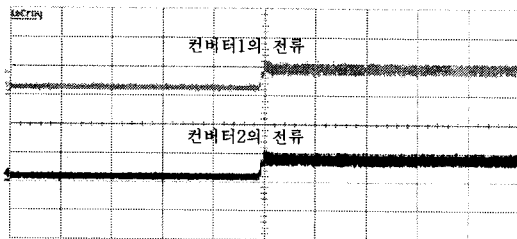


(a) 80W에서 320W로 부하 증가

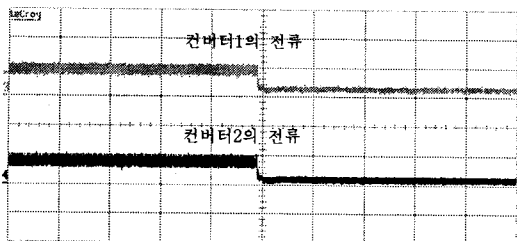


(b) 320W에서 80W로 부하 감소

그림 12. 부하 변동 시 연료전지 출력전류와 컨버터 출력전류 (1s/div, 10A/div, 0.5A/div)
Fig. 12. Fuel cell output current and converter output current at load change



(a) 80W에서 320W로 부하 증가



(b) 320W에서 80W로 부하 감소

그림 13. 부하 변동 시 단일 컨버터의 출력전류 출력전류 (1s/div, 0.5A/div)
Fig. 13. Out current of single converter at load change

그림 13은 부하 변동 시 각 단일 컨버터에 흐르는 전류를 나타내고 있다. 각 컨버터 모듈은 균등한 전류 분배를 이루고 있음을 파형을 통해 확인 할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 대용량 연료전지 발전시스템에 적용되는 전력변환기에서 낮은 출력전압을 승압하고 대전류를 분배하여 시스템을 안정화 하는 dc-dc 컨버터의 병렬운전 알고리즘을 제안하였다.

500[W]급 ZVS 위상천이 풀 브리지 컨버터를 설계·제작하여 시뮬레이션 및 실험으로 실 부하에 적용할 수 있음을 확인 하였다.

이 논문은 한국 전력 연구원에서 지원된 과제의 일환으로 수행된 연구 결과입니다.

참고 문헌

- [1] 산업자료센터, "2004년 연료전지 기술", 2004.
- [2] 임희천, "발전용 연료전지 기술 현황", 한국조명설비학회지, vol. 19, no. 2, pp. 3-11, 2005.
- [3] 이태원, 장수진, 김진태, 구자성, 원충연, 김창연, "연료전지 Simulator에 의한 PWM 컨버터/인버터 구동시스템에 관한 연구", 전력전자학회 논문지 제9권, 제3호, pp. 222-230, 2004.
- [4] Siri.K and Banda.J, "Analysis and evaluation of current-sharing control for parallel-connected DC-DC converters taking into account cable resistance", Aerospace Applications Conference, vol. 2 no. 2, pp. 29-48, 1995.
- [5] Chang.Sham.Lin and Chem.Lin.Chen, "Single-wire current-share paralleling of current-mode-controlled DC power supplies", IEEE Transaction of Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, pp. 780-786, 2000.
- [6] 김희준, "스위칭전원 기본의 설계", pp. 170~264, 성안당