

## HEV용 중대형 2차전지 충전기 설계 및 해석

오동섭\*, 오성업\*, 성세진\*, 최재동°,  
충남대학교\*, 한국항공우주연구원°

### Design and Analysis of Large Capacity Lithium Polymer Battery Charger for Hybrid Electrical Vehicle

\*Dong-Seob Oh, \*Sung-up Oh, \*Se-jin Seong, Jae-dong Choi°  
Chungnam National University\*, Korea Aerospace Research Institute°

#### ABSTRACT

In this paper, the paralleled forward converter, that is generally used as the power supply for the low voltage, high current load, is described. The proposed forward converter for battery charging could be provided the power without failure not only in steady state but also in the transient period by the step load variation or the unexpected faults among the converter modules.

Each converter module designed is operated alone with the self closed controller for the elevation of stability, performance, reliability, and maintainability. The frequency response of the designed converter module is analyzed, and the stability is confirmed in analytic method. And the experiments of the paralleled battery charger are carried out in steady state, in the step load variation.

#### 1. 서 론

하이브리드용 전기자동차는 기존의 가솔린 엔진과 중대형 2차전지를 이용한 전기모터를 조합한 자동차로 저연비, 저공해를 동시에 달성가능하다는 장점이 있어 현재 세계적으로 많은 기업과 연구자들이 경쟁적으로 개발에 참여하고 있다. 특히 미국 등 선진각국의 수요확산정책과 자동차업계의 출시 경쟁에 힘입어 폭발적으로 증가되어지고 있다. 국내에서 또한 몇몇 관심 있는 기업과 연구자들이 참여하고 있으며 이와 관련된 중대형 2차 전지 및 충전 시스템 개발에 많은 관심이 고조되고 있다.

2차전지를 위한 충전 시스템은 시장에서 이미 많이 상용화되어 있으나, 중대형 용량이 요구되는

배터리 충전·방전 시스템은 연구가 미흡한 상태이다. 하이브리드용 전기자동차는 대전력 시스템을 필요로 하고 있어 한 대의 컨버터로 부하에 전원이 공급되면 온도 상승으로 인한 시스템의 수명 감소, 큰 정격으로 인한 고가의 소자 사용 및 시스템 용량 증가의 한계 등의 문제가 따르게 된다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 모듈화된 일정 용량의 전원 장치를 여러 대 병렬 운전하는 방법이 요구된다<sup>[1-5]</sup>.

병렬 운전의 장점으로는 부하전류를 여러 개의 단위컨버터로 분산시킴으로써 각 단위컨버터를 구성하고 있는 전력 소자에 미치는 전압, 전류 스트레스를 감소시킬 수 있다. 소용량 소자를 사용하는 단위컨버터로 전원장치를 병렬로 구성함으로써 전원장치의 고밀도화와 고효율화가 가능하다. 또한 범용적인 소자 선택이 가능하기 때문에 소자 확보가 용이하여 제작비용을 절감시킬 수 있으며, 컨버터의 표준화 및 규격화가 가능해져 설계 및 대량 제작 측면에서 유리하다. 그리고 마지막으로 일부 단위컨버터에 고장이 발생하더라도 안정적인 전력을 공급할 수 있기 때문에 전원장치의 전력공급에 대한 신뢰도를 높일 수 있다.

본 연구에서는 대용량 배터리 충전전류의 부하분담을 위해 모듈화된 3개의 파워드 컨버터가 병렬접속 되었다. 부하 단로부터 발생된 출력신호는 디지털 프로세서에 전달되어 제어됨으로써 컨버터 자체의 제어의 복잡성을 줄였으며, 제안된 병렬형 파워드 컨버터 등가회로 해석을 통해 설계의 타당성을 확인하였다. 배터리 충전기의 부하변화 및 고장 발생 등 각 조건에 대한 실험을 통하여 병렬형 파워드 컨버터의 제어 성능을 확인함으로써, 고신뢰성을 갖는 중대형 배터리 충전기의 설계 타당성을 확인하였다.

## 2. 대용량 배터리 충전기 설계

본 연구에서는 HEV용 120Ah용량의 리튬폴리머 전지 충전시스템의 부하전류 분담에 관해 초점이 맞춰져 있다. 제안된 배터리 충전기는 그림 1과 같이 3개의 파워드 컨버터가 병렬 연결되어 부하분담을 하는 형태로 구성하였다. 각각의 파워드 컨버터로부터 검출된 전류값이 제어회로에 전달되고 이때 3개의 전류 값은 합해진 후 다시 1/3값으로 나누어져 각 컨버터에 실시간 제어입력으로 동작하게 된다. 또한 필요한 경우에는 컨버터의 충전비를 프로세서의 명령으로 제어할 수 있도록 하였다. 그리고 임의의 컨버터가 고장이 발생할지라도 남은 컨버터에 의해 전체부하를 분담하는 고신뢰성의 컨버터가 제안되었다.

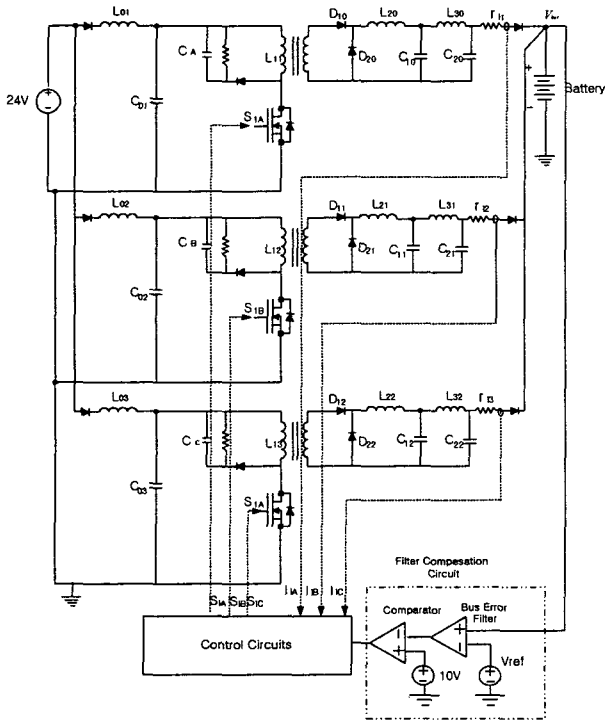


그림 1 배터리 충전기 구성도  
Fig. 1. System Configuration of Battery Charger

제어기 설계시 고려사항은 다음과 같다.

- 1) 파워드 컨버터로 구성된 배터리 충전기 각 모듈은 독립적으로 동작이 가능하며 충전시 각각 최대 50Ah가 충전 가능하도록 설정되었다.
- 2) 각 컨버터의 과도응답특성을 향상시키기 위해 전기잡음에 대한 내성이 우수하고 고주파 특성에 대한 응답특성이 좋은 평균전류모드제어가 선정되었다.
- 3) 간단한 부하전류 분담제어신호 결정과 분산시스템에 적합한 디지털 프로세서를 이용한 외부제어기 구조가 사용되었다.

포워드 컨버터의 전력 트랜스포머로 사용된 코어의 형상은 EI 형태이며 코어의 재질은 페라이트 (Ferrite)코어로, PC40(TDK)이 선정되었다. 설계된 트랜스포머의 1차측과 2차측 권선은 1차측은 7[Turn], 2차측 4[Turn]으로 최종결정하였다.

## 3. 배터리 충전기 등가회로해석

### 3.1 충전기 등가회로 해석

대용량 배터리 충전전류를 위해 제안된 병렬형 컨버터모듈은 부하용량에 대해 유연한 특성을 갖는다. 각 모듈은 독립적인 내부 전류루프를 가지며, 일정 충전상태에 도달될 때까지 전류제어모드로 동작하게 된다. 이때 충전전압에 도달되면 정전압 제어방식에 의해 충전전류는 점차 지수함수적으로 감소하게 된다. 등가모델에서 각 모듈은 커패시터 및 인덕터, 각각의 기생저항성분, 전류 검출이득,  $F_i$ , PWM 스위치 이득,  $F_M$ , 그리고 각 모듈과 공통적으로 연결되어 있는 전압루프 보상기,  $F_V$ 로 구성된다. 병렬 모듈시스템은 부하에 동일한 전원을 공급하기 때문에 단일모듈과 같은 루프 이득특성을 갖는다. 그림 2는 병렬 연결된 배터리 충전기 컨버터 등가모델이다. 만약 병렬 연결된 컨버터의 부하가 저항이라고 가정한다면, 병렬 모듈 시스템의 루프 이득에 대한 표현은 다음과 같다.

$$T_o = \frac{T_v}{1 + T_i} = \frac{F_m \cdot F_v \cdot F_1}{1 + F_m \cdot F_v \cdot F_1} \quad (4)$$

이때 상태공간평균화 방식을 이용한 단위 모듈의 개루프 전달함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_1 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{N_s}{N_p} \cdot V_g(1 + s \cdot r_{cl} \cdot C)}{S^2LC + s[(r_{L1} + r_{cl})C + \frac{L}{R_{bat}}] + 1} \quad (5)$$

$$F_2 = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_g}{3R_{bat}}(1 + 3s \cdot R_{bat} \cdot C)}{S^2LC + s[(r_{L1} + r_{cl})C + \frac{L}{R_{bat}}] + 1} \quad (6)$$

위식으로부터 파워드 컨버터의 특성은 DC입력전압,  $V_g$ 와 부하임피던스,  $R_{bat}$ 에 의해 변화됨을 알 수 있다. 그림 2에서 PWM 출력이득은 외부 램프의 기울기에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s} \quad (7)$$

여기서,  $S_n$ ,  $S_e$  그리고  $T_s$ 는 전류검출과형의 온-시간의 기울기, 외부램프의 기울기, 그리고 스위칭 주기를 각각 나타낸다. 여기서 외부램프의 추가는 스위치 조절기 이득  $F_m$ 과 전류루프 교차 주파수를 낮출 수 있다. 요구되는 램프의 크기는 전류검출 회로의 상대적 높이로부터 외부램프까지를 조절함으로써 얻어진다. 전류 검출회로는 단일 이득함수로 나타낼 수 있다.

$$F_i = R_i \cdot H(S) \quad (8)$$

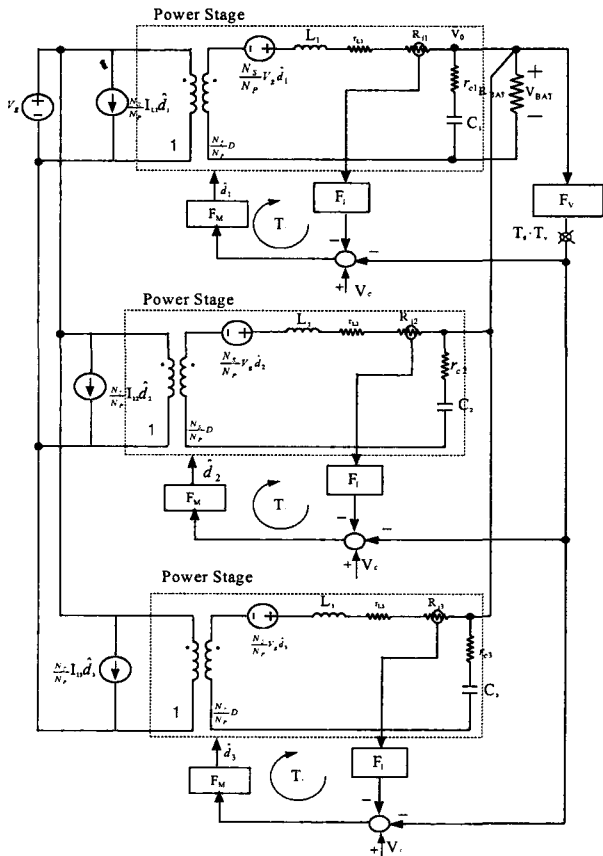


그림 2 병렬 연결된 배터리 충전기 컨버터 등가모델  
Fig. 2. Small-Signal Block Diagram of Parallel Module Battery Charger

$R_i$ 는 전류검출 회로의 이득이고,  $H(S)$ 는 전류모드 제어의 샘플링 주기를 나타낸다.

$$H(S) = 1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (9)$$

여기서  $Q = \frac{-2}{\pi}$ ,  $\omega_0 = \frac{\pi}{T_s}$ 를 나타낸다.

병렬 컨버터가 모듈화될 때, 인덕터 전류의 궤환은 병렬 모듈들의 각각의 부하전류를 동등하게 공유해야 하며, 과부하 보호를 위한 장치를 제공하여야 한다. 본 연구에서 사용된 전류모드 제어방식은 전력

단 스위치 전류를 검출함으로써 수행된다. 배터리 충전기의 전압보상을 위해 적분회로와 위상 뒤집-앞섬 보상회로가 사용되었다.

$$F_v = R' \cdot \left[ \frac{1}{1 + sC_2R_{10}} \right] \left[ \frac{(1 + sC_4R_5)(1 + sC_3(R_3 + R_4))}{(1 + sC_3R_3)(1 + sC_4(R_5 + R_6))} \right]$$

$$R' = \left( \frac{R_6}{R_4} \right) (R_1 \cdot R_{10}) \quad (10)$$

그림 3은 배터리 충전기의 보상회로에 대한 위상여유와 이득을 보여 주고 있다.

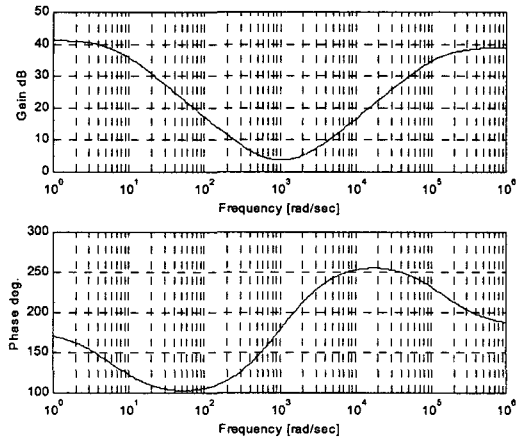


그림 3 배터리 충전기 보상회로의 위상여유 및 이득  
Fig. 3. Phase margin and gain of Compensated Circuit for battery charger

### 3.2 출력필터회로 해석

펄스성 출력전류를 갖는 포워드 컨버터는 낮은 출력전압리플과 높은 주파수 노이즈 면역 요구조건이 요구되어진다. 이러한 요구조건을 만족하기 위해 대부분의 회로가 1차 필터만으로 구성되고 있으나 이러한 구성은 용량성 부하 발생시 시스템 불안정을 유도할 수 있다. 따라서 이러한 단점을 제거하기 위해 그림 4와 같이 2차 필터가 추가되었다. 그러나 2차 필터 추가 시 부가적인 위상지연이 발생할 수 있으며 용량성 부하에 의한 시스템 불안정을 초래할 수도 있다. 따라서 2차 필터 설계 시 작은 인덕터가 고려되어졌으며 고주파 노이즈와 리플을 제거하기 위해 주 전력단의 LC필터 후에 삽입되어졌다.

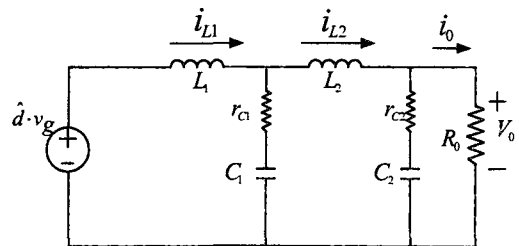


그림 4 2차 LC 필터회로  
Fig. 4. Secondary LC Filter Circuit

2차 필터가 삽입된 회로의 상태공간방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$i_1 = \frac{1}{L_1} (v_g \cdot \hat{d} - v_{d1} + r_{d1}(i_{L1} - i_{L2})) \quad (11)$$

$$\dot{v}_{d1} = \frac{1}{C_1} (i_{L2} - i_{L1}) \quad (12)$$

$$i_2 = \frac{1}{L_2} (v_{d1} - v_{d2} + i_{L2}(r_{c1} - r_{c2}) - i_{L1} \cdot r_{c1}) \quad (13)$$

$$\dot{v}_{d2} = \frac{1}{C_2} (i_{L2} - i_{L0}) \quad (14)$$

회로의 기생저항 성분은 회로의 공진주파수에 주요한 영향을 미치지 않으므로 이러한 소자성분을 영으로 놓고 1차 인덕터가 2차 필터인덕터보다 훨씬 크다고 가정하면 이때  $\Delta(s)$ 는 다음과 같다.

$$\Delta(s) \cong (s^2 + \frac{1}{L_1(C_1 + C_2)})(s^2 + \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2}) \quad (15)$$

이 방정식으로부터 회로의 공진주파수 및 이차 필터의 공진주파수를 얻을 수 있다.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \quad (16)$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_2(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})}} \quad (17)$$

위 공진주파수로부터 회로의 공진주파수는 1차 인덕턴스와 두 개의 커패시터의 병렬조합에 의해 결정되어지며 2차 필터의 공진은 2차 인덕턴스와 두 커패시터의 직렬조합에 의해 결정됨을 알 수 있다. 따라서 커패시터의 배열에 관계없이 보다 작은 커패시터는 2차 필터 공진을 나타내고 보다 큰 커패시터는 첫 번째 필터 공진을 결정한다.

만약  $C_1 \gg C_2$ 를 갖는 커패시터가 구성되어진다면 출력임피던스의 주요한 피크가 2차 필터 공진에서 발생할 수 있다. 따라서 본 연구에서는  $C_2 \gg C_1$ 값을 갖는 출력필터커패시터가 사용되어졌다. 인덕터 전류 제어전달함수는  $\Delta(s)$ 의 부분과 함께 분자항들을 없앤 후에 계산되어질 수 있다.

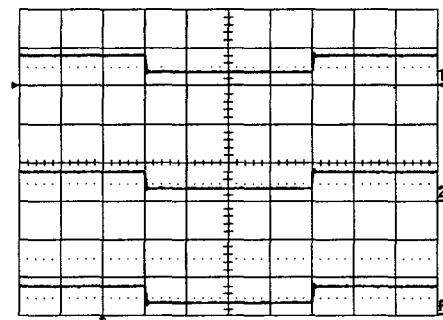
$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = v_g \cdot \frac{sC_2 R_{L1} + 1}{s^2 L_1 C_2 + s(C_2 r_{c2} + \frac{L_1}{R_L}) + 1} \quad (18)$$

$$\frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} = [v_g \cdot \frac{sC_2 r_{c2} + 1}{s^2 L_1 C_2 + s(C_2 r_{c2} + \frac{L_1}{R_L}) + 1} \cdot \frac{sC_1 r_{c1} + 1}{s^2 L_2 C_2 + s(C_2(r_{c1} + r_{c2}) + \frac{L_1}{R_L}) + 1}] \quad (19)$$

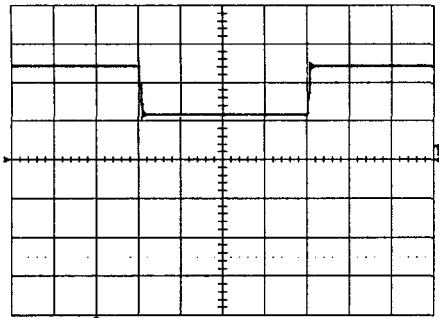
첫째항은 인덕터 L1과 커패시터 C2를 갖는 단일 필터에 대한 출력전압제어 전달함수와 같다. 두 번째 항은 전압이득에 대한 이차 필터의 영향을 나타낸다. 따라서 인덕터 전류전달함수는 출력커패시터가 클 때 2차 필터에 의해 영향을 받지 않는다. 출력전압제어전달함수는 두 부분으로 나눌 수 있다. 첫 번째는 2차 필터 없는 전달함수이고, 다른 하나는 2차 필터의 영향만을 보여주는 것이다. 이 경우에 2차 필터 공진은 소용량 인덕터 L2와 필터커패시터 C1에 의해 결정되어진다. 이 경우 2차 필터 공진은 용량성 부하에 둔감하게 되고 첫 번째 필터 공진이 용량성 부하와 함께 이동하게 될 것이다.

#### 4. 실험 결과

본 연구에서는 3대의 포워드 컨버터를 제작하여 그림 5와 같이 3대의 단위 컨버터로 구성하였다. 사용된 충전기는 1차 전력변환장치 24V의 입력으로부터 배터리 완전 충전전압인 4.2V의 가변출력을 갖도록 설계하였다. 이 때 하나의 컨버터에서 충전 가능한 전류는 50A가 되도록 설정하였으며, 스위칭 주파수,  $f_s$ 는 30kHz로 설정하였다. 제작된 포워드 컨버터는 모두 독립적인 동작이 가능하며 출력전압, 출력전류 및 기준 출력 전압 신호를 입력받는다. 본 실험에서는 제작된 병렬컨버터를 정상상태에서 운전 중 부하 저항을 급격하게 변화시킬 때 부하 전압 변화와 단위컨버터간의 부하전류분담 특성을 확인하였다. 그림 5에서 전체 부하전류가 50A로 동작 중 갑작스런 부하 변화로 인하여 부하전류가 25A로 급격하게 변화할 때, 단위 컨버터간 출력 전류가 균등하게 배분되는 것을 확인할 수 있다. 그림 6은 두 대의 컨버터가 각각 25A로 부하전류분담 중 다른 하나의 컨버터에서 고장이 발생할 때 남은 컨버터에서 모든 부하를 전담하는 특성을 보여주고 있다.



(a) Current wave of converter

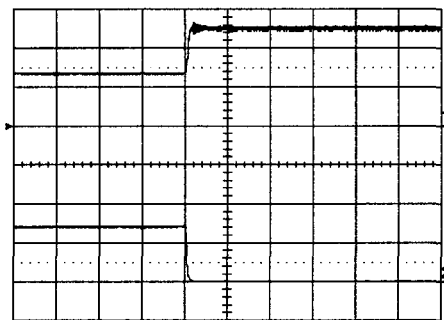


[20A/div, 50ms/div]

(b) Total Load Current Waveform

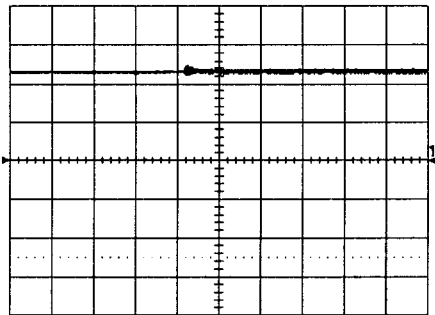
그림 5 부하변화 시 실험 결과

Fig. 5. Experimental results at load variation.



[20A/div, 50ms/div]

(a) Current waveform of two converters



[20A/div, 50ms/div]

(b) Total Load current waveform

그림 6 고장발생시 실험 결과

Fig. 6. Experimental results at fault.

## 5. 결 론

본 연구에서는 급격한 부하 변동 및 일부 단위 컨버터의 고장 발생시 부하 전압 및 부하 전류를 안정한 상태로 유지할 수 있는 하이브리드 전기자동차용 대용량 배터리 충전기의 병렬운전에 관한 연구가 수행되었다.

배터리 충전기의 등가회로모드 해석을 통하여 독립된 하나의 컨버터와 같이 간단하게 모델링 함으로써 손쉽게 병렬컨버터의 특성을 분석할 수 있었다. 양방향컨버터 3대로 구성된 병렬컨버터를 제작

하여 정상상태에서 부하전압의 제어와 단위컨버터 간 부하전류의 분담이 만족스럽게 이루어지고 있음을 확인하였다. 단위컨버터 1대의 고장발생 실험을 수행함으로써, 고장이 발생할 때에도 단위컨버터의 부하전류분담이 적절하게 이루어지고 있음을 확인함으로써, 고 신뢰성을 갖는 대용량 양방향 병렬컨버터의 설계타당성을 확인하였다.

이 논문은 산업자원부 신기술실용화기술개발사업의 지원에 의하여 연구되었음.

## 참 고 문 헌

- [1] Mark Jordan, "UC3907 Load Share IC Simplifies Parallel Power Supply Design", Unitrode Application Note U-129, pp. 9-296~9-398.
- [2] Bob Mammano and Mark Jordan, "Load Sharing with Paralleled Power Supplies," Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1991, pp. 2-1~2-14.
- [3] F. Petruzzello, P. D. Ziogas, G. Joos, "A Novel Approach to Paralleling of Power Converter Units with True Redundancy," PESC 1990, pp. 808~813.
- [4] Chunxiao Sun, Brad Lehmann, Rosa Ciprian, "Dynamic Modeling and Control in Average Current Mode Controlled PWM DC/DC Converters", IEEE PESC, 1999, pp. 1152~1157.
- [5] Shinuo Luo, Zhihong Ye, Ray Lee Lin, and Fred C. Lee, "A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules", IEEE PESC, 1999, pp901~908.