

첨두전류모드 제어기로 구동되는 병렬 승압컨버터의 전류분배 제어기

論 文
58-2-13

Current Balance Controller for Parallel Boost Converter with Peak Current Mode Control

朴鍾圭*·張殷丞**·姜信出***·辛龍桓§·愼禪範†

(Jong-Gyu Park · Eun-Sung Jang · Sin-Chul Kang · Yong-Hwan Shin · Hwi-Beom Shin)

Abstract - In the paralleled converter module with peak current mode control, current imbalance appears when the voltage controllers with integral control of converter module are not exactly identical. In this paper, the voltage controller is designed to equal the current command of each converter module using the current command bus. The current balance controller is also proposed to balance the average currents of converter modules with imbalanced inductance. It is designed to have good transient response. Proposed method is implemented with the paralleled 2-module and 4-module boost converters with imbalanced inductance. Experimental results verify the performance of current share during both steady and transient states of converter.

Key Words : Current command bus, Current share, Parallel converter, Peak current control

1. 서 론

최근 하나의 컨버터에 집중시켜 전력변환을 하는 것보다 여러 개의 컨버터 모듈을 병렬로 연결한 병렬 컨버터에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다. 병렬 컨버터는 출력 전력의 확장능력과 효율의 증가, 신뢰도 증가, 표준화, 유지 관리 등의 장점들을 가지기 때문이다[1,2].

병렬 컨버터를 효과적으로 제어하기 위해서 성능이 뛰어난 첨두전류모드 제어(peak current mode control:PCMC) 방법이 많이 사용되고 있다[3]. PCMC는 기본적으로 피드포워드 보상과 한 주기마다 전류를 제한하는 기능을 가지고 있으며 시스템의 성능을 높일 때 많이 사용되는 제어기이다[4,5]. 승압 컨버터의 경우에 제어-출력 전달함수는 주파수 평면의 좌반부에 두 개의 극과 우반부에 하나의 영점을 가지기 때문에 빠른 응답 성능을 가진 제어기 설계가 어렵다. 이를 극복하기 위해서 승압 컨버터에서 PCMC를 구현하여 시스템의 성능을 높인다[3]. 하지만 PCMC의 경우 이런 우수한 성능을 가지고 있더라도 병렬 구동시 전류 불평형은 아주 쉽게 나타난다. 전류불평형의 원인은 크게 컨버터의 파라미터 불일치와 전압제어기와 관련된 파라미터 불일치로 나눌 수 있다. 컨버터의 파라미터 불일치에서 전류 불평형에 가장 영향을 많이 미치는 것은 인덕턴스이다. 인덕턴스의

불일치는 동일한 전류명령이 인가되더라도 인덕터의 평균전류는 동일해지지 않는다[6]. 그리고 전압제어기에 관련된 파라미터 불일치는 전압센서나 기준전압, 제어기를 구성하는 요소에 기인하는 것으로 각 모듈의 전류명령을 다르게 만들어 전류 불평형을 초래한다. 특히 전압제어기에 적분기가 존재하는 경우에는 오차를 누적하여 더 큰 전류 불평형을 만들어낸다. 이런 전류 불평형 문제점들을 해결하기 위해 병렬 컨버터에서는 single-wire bus를 사용한 전류분배 방법이 많이 사용되고 있다. 이 방법은 간단하면서도 많이 사용되는 방법 중 하나이다[7,8]. Single-wire bus를 사용한 기존의 방법들은 전류분배 제어기의 오차를 전류제어기나 전압제어기에 인가하여 전류 불평형을 극복하였다. 하지만 전류분배 제어기의 대역폭이 전압이나 전류제어기의 대역폭에 의해 제한을 받는 단점이 있다.

본 논문에서는 두 개의 공통선을 이용하여 전류분배 제어기의 대역폭을 증가시킬 수 있도록 직접 듀티비를 제어하는 방법을 제안하고, 컨버터의 병렬 운전시 각 모듈 전압 제어기의 파라미터가 동일하지 않아 생기는 문제점을 해결할 수 있는 방안을 제시한다. 그리고 제안된 방법은 병렬 승압 컨버터 모듈에 적용시켜 그 타당성을 보인다.

2. 컨버터 병렬 구동

2.1 전류분배 제어기

그림 1은 제안한 병렬 컨버터 모듈의 전체시스템을 보여 주고 있다. 각 모듈 간에는 전력을 공급하는 두 선 외에 두 개의 공통선을 가지고 있다. 하나는 전류명령 버스(current command bus)이고 다른 하나는 전류분배 버스(current share bus)이다. 제안된 방법은 기존의 single-wire current share 방법보다 하나의 공통선이 더 추가된다.

* 正 會 員 : 南海大學 電氣科 兼任教授 · 工博
** 正 會 員 : 慶尙大學 電氣工學科 博士課程
*** 正 會 員 : 南海大學 電氣科 教授 · 工博
§ 準 會 員 : 慶尙大學 電氣工學科 碩士課程
† 교신저자, 正會員 : 慶尙大學 電氣電子工學部 教授 · 工博
E-mail : hbshin@gnu.ac.kr
接受日字 : 2008年 12月 16日
最終完了 : 2009年 1月 8日

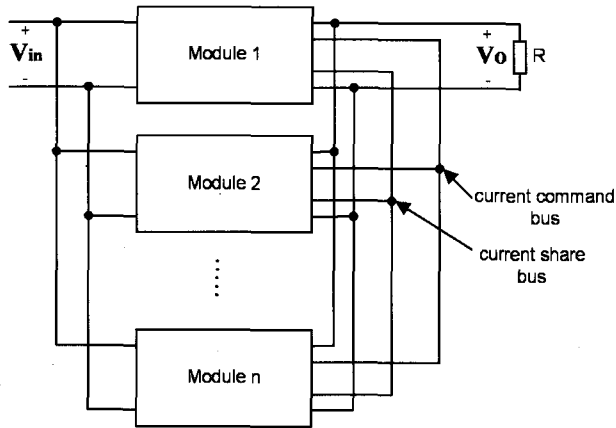


그림 1 전류분배 버스와 전류명령 버스를 가진 병렬 컨버터 모듈

Fig. 1 Paralleled converter modules with current share bus and current command bus

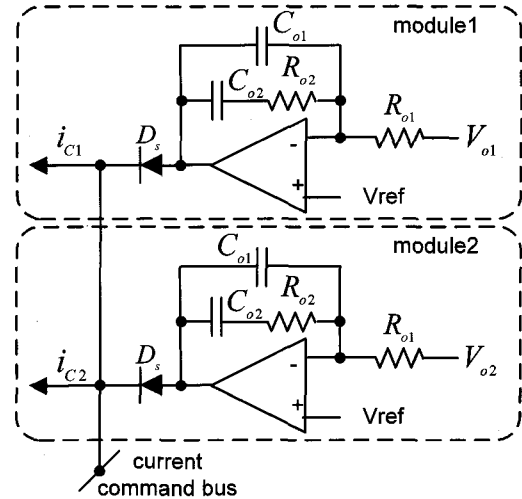


그림 3 적분기를 가진 전압제어기의 전류명령 버스

Fig. 3 Current command bus of voltage controller with integral action

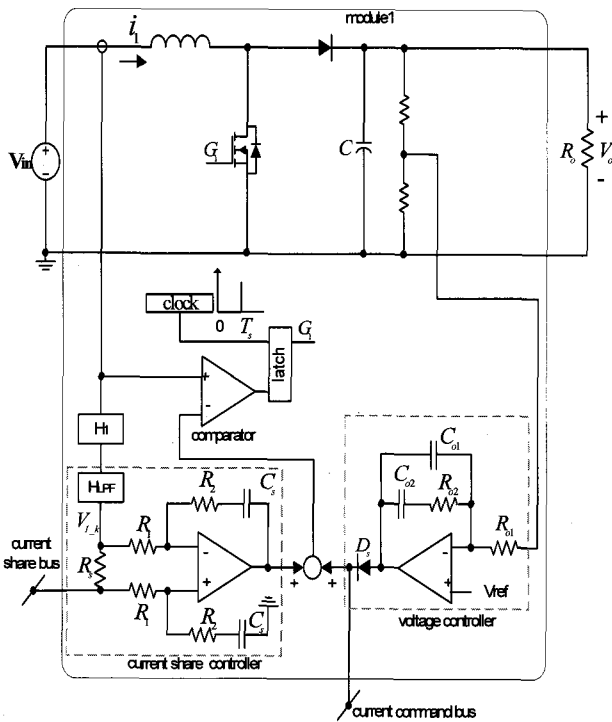


그림 2 전류분배 제어기와 전류명령 버스를 가진 모듈 하나의 PCMC

Fig. 2 PCMC of one converter module with current share controller and current command bus

그림 2의 내부 점선 부분은 전류 센서로부터 전류를 검출하여 저역통과필터와 저항 R_s 를 거쳐 전류분배 버스에 연결되는 전류평형 제어기와 각 모듈의 전압제어기의 출력이 다이오드를 거쳐 공통으로 연결되는 전류명령 버스를 나타내고 있다.

일반적으로 전압제어기를 설계할 때 정상상태 오차를 0으

로 만들어 주는 적분기를 가지는 제어기가 많이 사용된다. 컨버터 병렬 구동시 전압제어기를 구성할 때 이상적으로 동일하게 만드는 것은 불가능하다. 전압센서나 전압분배용 저항, 기준전압의 크기, 제어기의 파라미터 등 작은 크기의 불일치는 쉽게 만들어진다. 이런 작은 파라미터 불일치에 의해 적분기를 가진 제어기는 오차를 누적하게 된다. 시간이 지남에 따라 모듈간의 전류명령 차이는 증가하게 되고, 결국 전류 명령은 포화상태에 이르게 되어 전류 불평형을 심각하게 만드는 원인이 된다. 이런 문제점을 극복하기 위해서 본 논문에서는 그림 3과 같이 전류명령을 동일하게 하는 방법을 사용한다[9]. 이것은 각 모듈의 전압제어기 출력단에 다이오드를 추가하고 다이오드의 출력부분을 하나의 선에 연결하여 동일한 전류명령이 인가되도록 하는 것으로 각 모듈의 전류명령 중 가장 큰 전류명령이 전류명령 버스에 나타나게 된다. 이 방법은 전압제어기에 관련된 파라미터가 불일치하더라도 각 모듈의 전류명령을 동일하게 하여 전류 불평형을 간단하게 해결 할 수 있는 장점을 가진다. 그러나 컨버터의 인덕터 불일치의 경우에 전류 불평형을 피할 수 없다는 것이 단점이다. 따라서 본 논문에서는 전류분배 버스를 추가하여 PCMC에서 가장 영향을 많이 미치는 인덕터의 불일치시 발생하는 전류 불평형 문제를 해결하고 또 빠른 응답 특성을 가지는 전류분배 제어기를 제안한다.

그림 4는 두 모듈의 병렬 구동시 인덕턴스가 불일치한 경우의 전류파형을 보인다. 동일한 전류 명령이 주어졌을 때 각 인덕터 전류의 침투값은 일치하나 인덕터의 평균전류가 다르다는 것을 알 수 있으며, 인덕턴스가 큰 쪽에 더 큰 평균전류가 흐르게 되어 각 모듈의 인덕터 전류는 불평형을 이루게 된다. 따라서 이런 문제점을 해결하기 위해서는 전류분배 제어기는 필수적이다.

제안된 전류분배 제어기는 그림 2의 내부 점선으로 나타내었다. 전류분배 제어기에서 전류분배 버스는 각 모듈 평균전류의 크기 정보를 주고받는 공통선으로 각 모듈들의 평균전류를 가진다. 이 평균값과 각 모듈 평균전류의 오차를 이

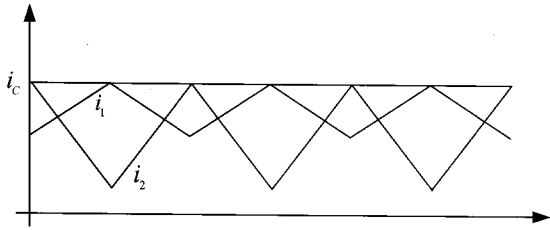


그림 4 전류명령이 동일한 경우의 2-모듈 컨버터의 인덕터 전류 파형
 Fig. 4 Inductor currents waveforms of 2-module converter in case of same current command

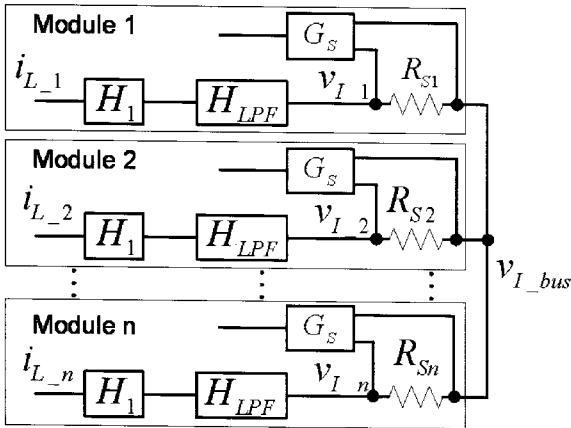


그림 5 전류분배 블록선도
 Fig. 5 block diagram of current share

용하여 전류분배가 이루어지게 한다. 전류분배 버스의 평균 전류 보다 모듈의 평균 전류가 크면 모듈의 전류가 감소하는 방향으로 제어되고, 평균전류보다 모듈의 전류가 작으면 모듈의 전류를 증가시키는 방향으로 제어된다. 제한하는 방법은 기존의 방법과 달리 전류분배 제어기 출력을 직접 듀티비에 인가하여 전류제어기나 전압제어기의 대역폭 제한의 영향을 받지 않고 독립적으로 전류분배 제어기를 설계 할 수 있기 때문에 대역폭이 증가 되는 장점을 가진다.

그림 5는 병렬 컨버터에서 각 모듈의 전류센서를 통해 전압으로 변환 후 저항을 통과하여 하나의 전류분배 버스에 연결된 전류분배 회로 부분을 블록선도로 나타내었다. 각 모듈의 인덕터 전류로부터 변환된 전압은 각각 v_{L1} , v_{L2} , ..., v_{Ln} 이고 컨버터의 수는 n 이다. 각 모듈의 전류분배 저항이 $R_{s1} = R_{s2} = \dots = R_{sn}$ 이면 전류분배 버스의 전압은 중점의 원리에 의해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{Lbus} = \frac{1}{n}(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3} + \dots + v_{Ln}) \quad (1)$$

식 (1)로부터 전류센서의 이득을 H_1 라 하고 저역통과 필터의 이득을 H_{LPF} 라 하면 v_{Lbus} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{Lbus} = \frac{H_1 H_{LPF}}{n}(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \dots + i_{Ln}) \quad (2)$$

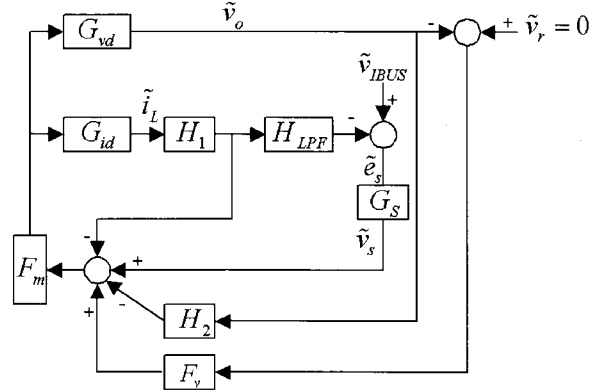


그림 6 제어회로의 블록선도
 Fig. 6 Block diagram of control circuit

식 (2)로부터 소신호 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{v}_{Lbus} = \frac{H_1 H_{LPF}}{n}(\tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2} + \tilde{i}_{L3} + \dots + \tilde{i}_{Ln}) \quad (3)$$

그림 6은 기존의 소신호 모델에 식 (3)을 추가하여 한 상의 컨버터에 대한 블록선도를 나타낸 것이다. 그림에서 F_m 과 H_2 는 컨버터의 상수이고, G_{id} 와 G_{vd} 는 컨버터의 전달함수, G_s 는 전류분배 제어기의 전달함수, F_v 는 전압 제어기를 의미한다. 그림 4로부터 전류분배 제어기에 의한 \tilde{v}_s 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{v}_s = G_s(\tilde{v}_{Lbus} - H_1 H_{LPF} \tilde{i}_L) \quad (4)$$

식 (3)을 식 (4)에 대입하고 $\tilde{i}_L = \tilde{i}_{L,n}$ 이면 식 (4)는 다음과 같다.

$$\tilde{v}_s = -\frac{n-1}{n} G_s H_1 H_{LPF} \tilde{i}_{L,n} + \frac{G_s H_1 H_{LPF}}{n}(\tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2} + \tilde{i}_{L3} + \dots + \tilde{i}_{L,n-1}) \quad (5)$$

식 (5)에서 우항은 외란으로 취급될 수 있다. 따라서 전류분배 제어기에 의한 루프(T_s)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_s = -\frac{n-1}{n} G_s F_m G_{id} H_1 H_{LPF} \quad (6)$$

그림 6의 소신호 모델로부터 전류 루프(T_i)와 전압 루프(T_v)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_i = F_m G_{id} H_1 \quad (7)$$

$$T_v = F_m G_{vd} (H_2 + F_v) \quad (8)$$

그림 6의 소신호 모델은 전류분배 제어기를 포함해 모두 3개의 루프를 포함한다. 따라서 제어기 설계는 다중루프 설계 방법을 이용한다[3,10].

2.2 제어기 설계

그림 6에서 전류분배 제어기를 가진 컨버터에서 루프 이득은 모두 3개이다. 컨버터를 제어하기 위해서는 3가지 루프 즉, 전류 루프와 전압루프, 전류분배 루프를 고려하여 설계해야 한다. 다음 항들은 전류분배 제어기를 가진 PCMC 설계시 고려해야 될 사항을 나열하였다.

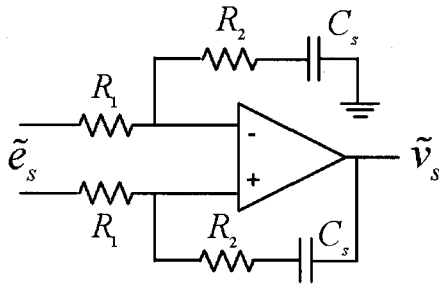


그림 7 전류분배 제어기 회로도
Fig. 7 Circuit of current share controller

① 전류제어기에서 듀티비가 0.5를 초과하면 제어기는 불안정해 질 수 있다. 따라서 제어기를 안정화 시킬 수 있는 외부 램프신호를 인가한다.

② 외부 램프신호는 PCMC의 이점을 잃지 않도록 너무 크게 하지 않는다.

③ 전류루프의 교차 주파수는 스위칭 주파수의 1/2을 초과하지 않는 범위에서 가능한 높게 설정하고, 전압루프 교차 주파수 보다 높게 설정하여 다중루프 제어기의 응답성을 개선시킨다.

④ 전체루프 이득 T_1 과 외부루프이득 T_2 는 식 (6)~(8)로부터 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_1 = T_i + T_v + T_s \tag{9}$$

$$T_2 = \frac{T_v}{1 + T_i + T_s} \tag{10}$$

루프이득 T_1 과 T_2 는 수학적으로 계산될 수 있고, T_1 과 T_2 가 안정하기 위한 조건은 첫 번째로 PCMC 이점을 잃지 않도록 전류루프의 교차 주파수는 전압루프의 교차 주파수 보다 높게 설정한다. 두 번째는 시스템을 불안정하게 만들 수 있는 dip을 피하기 위해 세 루프 벡터의 합 즉, 전체루프 이득(T_1)이 0이 되지 않도록 설계한다.

⑤ 전류분배 제어기는 빠른 응답을 위해 전류분배 제어기의 교차 주파수를 전압 제어기의 교차 주파수보다 높게 한다.

그림 7은 전류분배 제어기를 보여주고 있다. 정상상태에서 각 모듈 전류가 평형이 되도록 비례-적분 제어기를 선택하였다. 그리고 과도상태에서도 전류평형이 깨지지 않도록 하기 위해서는 제어기의 적절한 이득과 영점을 선택해 주어야 한다. 실험에서는 제어기의 저항 R_1 과 R_2 를 각각 100[kΩ] 하고, C_s 를 0.1[μF]로 선정하여 교차 주파수와 이득을 결정하였다.

3. 실험 및 결과

실험에 사용한 파라미터는 표 1과 같고 병렬 승압 컨버터는 연속전류모드에서 동작하도록 하였다. 컨버터에 사용된 전압제어기의 파라미터는 C_{o1} 과 C_{o2} 를 각각 100[pF], 0.01[μF]을 사용하였고 R_{o1} 과 R_{o2} 는 모두 20[kΩ]을 사용하여 실험하였다.

그림 8은 컨버터의 모듈 수가 2인 경우의 보드선도를 보인 것이다. 이 그림에서 T_1 의 위상여유는 약 83°이고 T_2 의

표 1 실험 파라미터

Table 1 The experimental parameters

Output capacitor	220[μF]
Inductor L_1	105[μH]
Inductor L_2, L_3, L_4	212[μH]
Sensor H_1	8[V]/10[A]
Duty ratio	7/12
Input voltage	5[V]
Output voltage	12[V]
Switching frequency	33[kHz]
Load R_o	4.7[Ω]

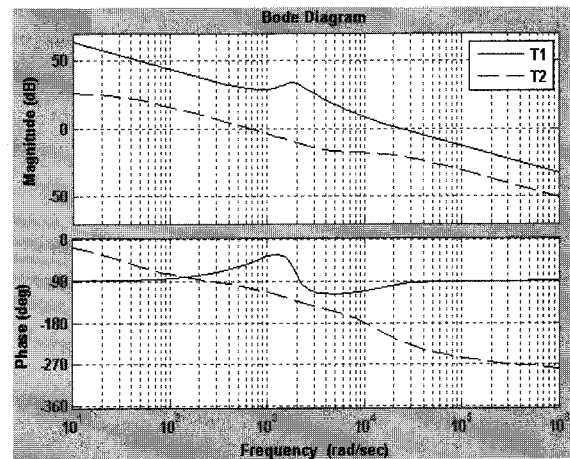


그림 8 루프이득 T_1 과 T_2 의 보드선도($n=2$)

Fig. 8 Bode diagram of loop gain T_1 and T_2 ($n=2$)

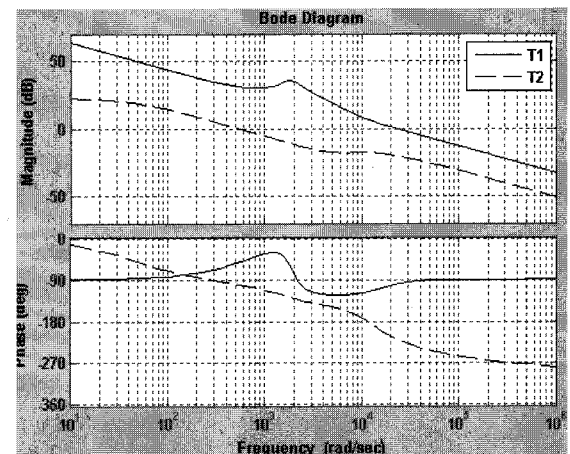


그림 9 루프이득 T_1 과 T_2 의 보드선도($n=4$)

Fig. 9 Bode diagram of loop gain T_1 and T_2 ($n=4$)

위상여유는 약 75.8°를 보여주고 있어 시스템이 안정함을 알 수 있다. 그림 9는 컨버터의 모듈 수가 4인 경우의 보드 선도를 보인다. 이 그림에서 T_1 의 위상여유는 약 80.1°이고

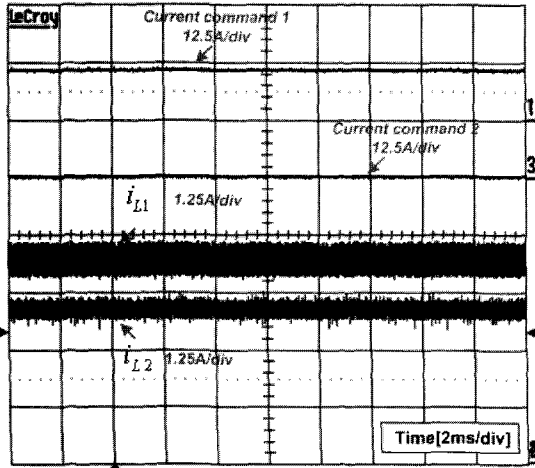


그림 10 전류분배 제어기만 사용한 경우의 전류명령과 인덕터 전류 파형 (2-module)

Fig. 10 Current command and inductor current waveforms with only current share controller (2-module)

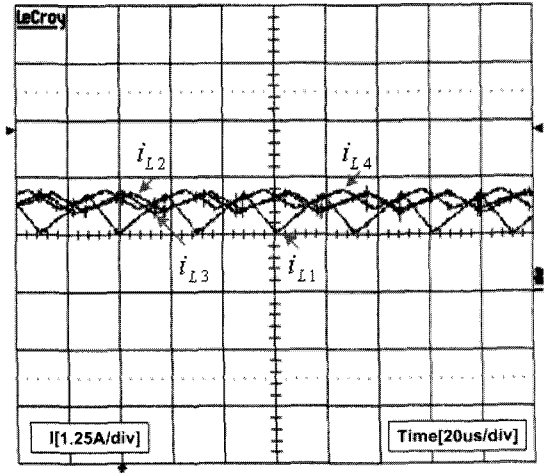


그림 12 전류명령 버스만 사용한 경우의 인덕터 전류 (4-module)

Fig. 12 Inductor current waveforms with only current command bus(4-module)

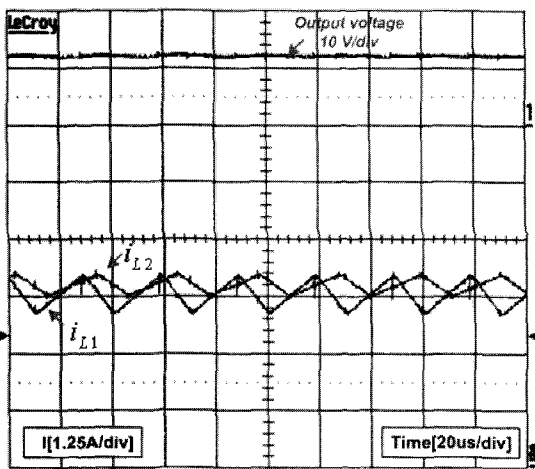


그림 11 전류명령 버스만 사용한 경우의 인덕터 전류와 전압파형(2-module)

Fig. 11 Inductor current and voltage waveforms with only current command bus(2-module)

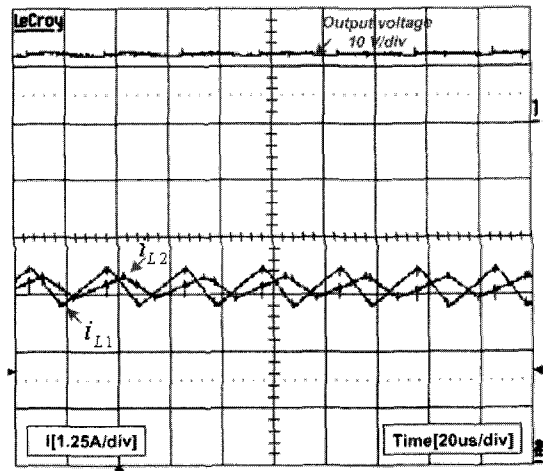


그림 13 전류분배 제어기와 전류명령 버스를 사용한 인덕터 전류와 출력전압 파형(2-module)

Fig. 13 Inductor current and output voltage waveforms with current share controller and current command bus(2-module)

T_2 의 위상여유는 약 80° 를 보여주고 있어 시스템이 안정함을 알 수 있다. 그림 8과 그림 9는 거의 일치한다는 것을 알 수 있는데 이것은 전류분배제어기를 적절하게 설계한 경우 컨버터의 모듈 수가 증가하더라도 전류분배 제어기를 다시 설계할 필요가 없다는 것을 알 수 있다.

인덕턴스 불일치에 대한 영향을 알아보기 위해 모든 실험은 첫 번째 모듈의 인덕턴스를 다른 모듈에 비해 50[%] 감소시켜 실험을 하였다. 그림 10은 2개의 모듈에 전류분배 제어기만 사용하여 실험한 결과로 동일한 기준전압이 인가된 상태에서의 전류명령과 인덕터 전류 파형을 보인 것이다. 적분기를 가진 전압제어기에서 전류분배 제어기가 존재하더라도 병렬컨버터의 전류명령은 서로 다르다는 것을 볼 수 있다. 첫 번째 모듈의 전류명령은 양의 방향으로 포화되

고, 두 번째 모듈의 전류명령은 영임을 알 수 있다. 두 번째 모듈의 전류명령은 음의 값을 가져야 되나 실험에서 하드웨어적으로 전류명령이 음의 값을 갖지 않도록 설계하여 나타난 결과이다. 따라서 병렬컨버터에서 적분기를 가진 전압제어기는 전류 불평형이 쉽게 일어난다는 것을 알 수 있다.

그림 11과 12는 2-모듈과 4-모듈 병렬 컨버터에서 전류분배 제어기를 사용하지 않고 전류명령버스만 사용한 경우의 실험 결과를 보인다. 전류명령버스에 의해 전류명령이 동일하게 인가되기 때문에 인덕터 전류의 첨두값은 동일해짐을 볼 수 있다. 그러나 인덕터의 평균 전류에 대해서는 동일하지 않고 첫 번째 모듈의 평균전류가 다른 모듈에 비해 작다. 따라서 인덕터 불일치시에는 전류분배 제어기가 필요하다는 것을 알 수 있다.

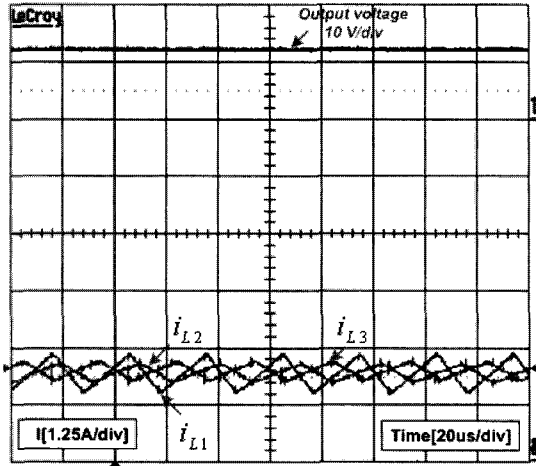


그림 14 전류분배 제어기와 전류명령 버스를 사용한 인덕터 전류와 출력전압 파형(4-module)
 Fig. 14 Inductor current and output voltage waveforms with current share controller and current command bus(4-module)

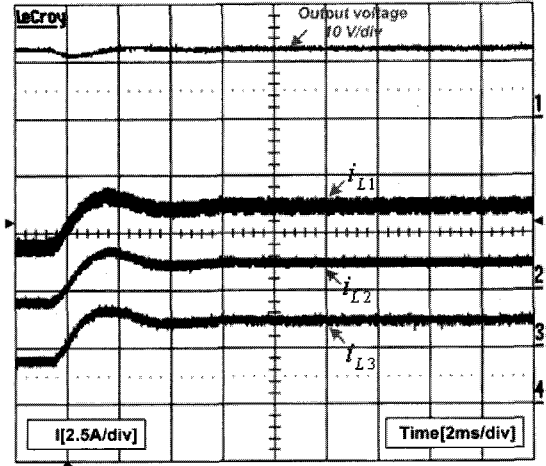


그림 16 과도상태시 컨버터의 인덕터 전류 파형(4-module)
 Fig. 16 Inductor current waveforms of converter during the transient state(4-module)

에 사용한 경우의 실험결과로 각각 2-모듈과 4-모듈의 병렬 컨버터에 대한 부하변동 실험파형을 보인다. 부하변동 실험에 사용한 저항은 모두 5.6[Ω]이다. 두 그림에서 각 모듈의 평균 인덕터 전류는 부하 변동시에도 전류 불평형이 생기지 않고 전류분배가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다.

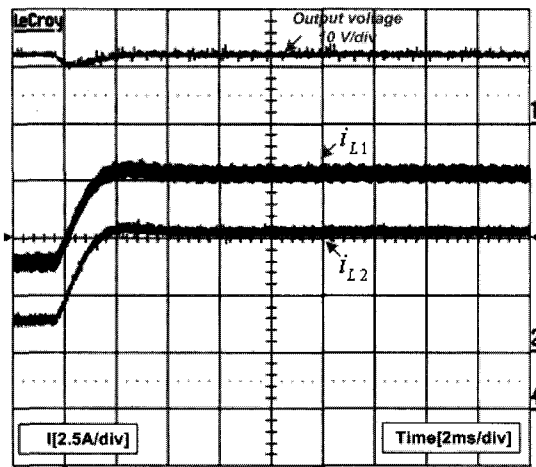


그림 15 과도상태시 컨버터의 인덕터 전류 파형(2-module)
 Fig. 15 Inductor current waveforms of converter during the transient state(2-module)

4. 결 론

본 논문에서는 병렬 컨버터의 제어에서 적분기가 존재하는 경우 문제점을 제시하여 문제점을 해결하였으며, 병렬 운전시에 동일한 전류 명령이 인가될 때 PCMC에서 가장 영향을 받는 인덕터 불일치시 문제점을 제시하여 문제점인 전류 불평형을 해소하기 위해 듀티비를 직접 제어할 수 있는 전류분배 제어기를 제안하였다. 실험을 통해 병렬 컨버터에서 적분기를 가진 전압제어기의 파라미터 불일치와 컨버터의 인덕턴스가 불일치에도 각 모듈의 인덕터 전류가 평형상태를 유지함을 보였고 급격한 부하 변동에도 인덕터 전류 평형이 잘 유지됨을 보여 제안된 방법이 타당하다는 것을 보였다. 제안된 방법은 철두전류모드 제어기로 구동되는 높은 전력변환이 필요한 모든 병렬 컨버터에 적용될 수 있다.

그림 13과 14는 전류분배 제어기와 전류명령버스를 동시에 사용한 경우의 실험결과를 보인다. 그림 13은 2-모듈 컨버터의 실험결과를 보인 것으로 전류의 맥동 크기는 첫 번째 모듈의 전류(i_{L1})가 두 번째 모듈의 전류(i_{L2})보다 크다. 이것은 첫 번째 모듈의 인덕턴스가 두 번째 모듈의 인덕턴스보다 50[%] 작기 때문에 더 큰 맥동 크기를 보인다. 이와 같이 서로 다른 인덕턴스를 가진 모듈이라도 두 인덕터의 평균전류는 약 3.93[A]로 동일해 짐을 알 수 있다. 그림 14는 4-모듈 컨버터의 실험결과를 보인 것으로 각 모듈의 평균 인덕터 전류는 약 1.93[A]로 동일하게 분배되고 있음을 알 수 있다.

그림 15와 16은 전류분배 제어기와 전류명령버스를 동시

감사의 글

이 논문(또는 저서)은 2005년도 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (KRF-2005-037-D00007)

참 고 문 헌

[1] Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. C. Lee, "Analysis and Design of N Paralleled DC-DC Converters with Master-Slave Current-Sharing Control", Applied Power Electronics Conference(APEC) Proc, vol.1, pp. 436-442, 1997.

- [2] W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Present and Future of Distributed Power Systems", Applied Power Electronics Conference(APEC) Proc, 23-27. pp. 11-18, Feb. 1992.
- [3] R. B. Ridley, B. H. Cho, and F. C. Lee, "Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, pp. 545-554, Feb. 1988.
- [4] M. R. D. Al-Mothafar and K. A. Hammad, "Small-Signal Modeling of Peak Current-Mode Controlled Buck-Derived Circuits," Proc. IEE Elect. Power Applicat., vol. 146, pp. 607 - 619, 1999.
- [5] A. Martin, G. Guillaume, and T. A. Meynard, "Implementation of a Peak-Current-Control Algorithm within a Field-Programmable Gate Array", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 406-418, Feb. 2007.
- [6] S. Zhou, P. Xu, and F. C. Lee, "A Novel Current-Sharing Control Technique for Low-Voltage High-Current Voltage Regulator Module Applications", IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, No. 6, pp. 1153-1162, Nov. 2000.
- [7] J. J. Shieh, "Peak-Current-Mode Based Single-Wire Current-Share Multi Module Paralleling DC Power Supplies", IEEE Trans. on Circuits and Systems., vol. 50, No. 12, pp. 1564-1568, Dec. 2003.
- [8] C. S. Lin and C. L. Chen, "Single-Wire Current-Share Paralleling of Current-Mode-Controlled DC Power Supplies", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 47, no. 4, pp. 780-786, Aug. 2000.
- [9] G. K. Hung and C. L. Chen, "A Simple Current-Share Paralleling Technique for Peak-Current-Mode Controlled Power Supplies", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 504-507, Oct. 2001.
- [10] B. C. Choi, B. H. Cho, and F. C. Lee, "Three-Loop Control for Multimodule Converter Systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, pp. 466-474, Oct. 1993.

저 자 소 개



박종규 (朴鍾圭)

1969년 12월 24일생. 1995년 경상대학교 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경남도립남해대학 전기과 겸임교수
 Tel : 055-231-9779
 Fax : 055-231-6889
 E-mail : powereljg@naver.com



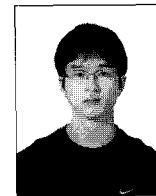
장은승 (張殷丞)

1978년 11월 1일생. 2004년 경상대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
 Tel : 055-751-5348
 Fax : 055-759-2723
 E-mail : esun10@gmail.com



강신출 (姜信出)

1988년 부경대 전기공학과 졸업. 1990년 동아대 전자공학과 졸업(석사). 1995년 동아대 전자공학과 졸업(공학박). 1978년~1996년 한국통신(KT) 전력과장. 1996년~1997년 창원기능대학 생산자동화기술학과 교수. 1997년~현재 경남도립남해대학 전기과 교수
 Tel : 055-860-5352
 Fax : 055-860-5351
 E-mail : kangsn@namhae.ac.kr



신용환 (辛龍桓)

1981년 5월 3일생. 2007년 국립 경상대 전기공학과 졸업. 2007년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정
 Tel : 061-772-4037
 Fax : 061-772-4038
 E-mail : ywshin@live.com



신휘범 (愼禪範)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 1992년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1990년~1993년 현대전자(주) 선임연구원. 2000년~2002년 미국 University of Wisconsin Madison 방문교수. 1993년~현재 경상대학교 전기전자공학부 교수 및 공학연구원 연구원.
 Tel : 055-751-5348
 Fax : 055-759-2723
 E-mail : hbshin@gnu.ac.kr