Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers Vol. 22, No.12, pp. 157~163 December 2008 논문 22-12-20

다상 교호 승압컨버터의 전류평형제어기를 이용한 전류모드제어기 구현

(Implementaion of Current Mode Control using Current Balance Controller of Multi-Phase Interleaved Boost Converter)

박종규* · 최현칠 · 신휘범
(Jong-Gyu Park · Hyun-Chil Choi · Hwi-Beom Shin)

요 약

다상 교호 컨버터에서 인덕턴스가 불일치 할 때 첨두전류 제어기를 사용하는 경우에 각 상의 평균 전류는 동일하지 않다. 본 논문에서는 각 상의 인덕턴스가 불일치한 경우에 첨두전류 모드에서 평균전류가 동일해지는 전류분배 제어기를 제안한다. 제어기는 과도상태에서도 전류의 평형이 잘 이루어질 수 있도록 설계한다. 제안된 방법을 2상과 4상 교호 승압컨버터에 적용시켰으며, 실험 결과를 통해 인덕턴스가 불일치한 경우에도 첨두전류 모드에서 전류평형이 잘 이루어짐을 보인다.

Abstract

In the multi-phase interleaved converter with peak current mode control, current imbalance is measured when inductors of converter module are not exactly identical. In this paper current-sharing controller is proposed to balance phase current of converter modules. It also is designed to have good transient response. Proposed method implemented the 2-phase and 4-phase interleaved boost converter with imbalanced inductance. Experimental results verify the performance of current share during the transient state of converter.

Key Words : Current Share, Multi-Phase, Interleaved, Peak current control

1. 서 론

최근 시스템의 신뢰성 및 효율 등을 향상시키기 위해 여러 개의 동일한 컨버터를 병렬로 연결하여 일정 시간 간격으로 스위칭하는 다상 교호 컨버터에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다. 교호 컨버터는 스위칭 주파수를 높이는 효과를 가져와 입력과 출력전류의 맥동을 감소시킬 수 있고 전력밀도를 증가시킬 수 있는 장점을 가지고 있다[1-2]. 다상 교호 컨버터를 효과적으로 제어하기 위해서 성능이 뛰어난 peak current mode control(PCMC) 방법이 많이 사용되고 있다[3]. PCMC는 기본적으로 피드 포워드 보상과 한 주기마다 전류를 제한하는 기능을 가지고

* 주저자 : 경남도립남해대학 겸임교수
Tel : 055-231-9779, Fax : 055-715-7009
E-mail : powereljg@naver.com
접수일자 : 2008년 10월 14일
1차심사 : 2008년 10월 16일
심사완료 : 2008년 10월 27일

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].

일반적으로 교호 컨버터에서 제어기를 설계할 때 모든 파라미터는 동일하다고 가정한다. 모든 파라미터가 동일하면 전류분배 제어기를 사용하지 않고 PCMC에 의해 전류분배가 정확하게 이루어진다. 그러나 파라미터가 일치하지 않으면 각 상의 전류는 불평형을 이루게 된다. 교호 컨버터에서 PCMC를 사용할 경우 전류 분배에 가장 영향을 많이 미치는 파라미터는 인덕터이다. 인덕터의 값이 일치하지 않으면 인덕터의 평균전류는 인덕턴스가 큰 쪽에 더 많은 전류가 흘러 전류 불평형이 나타난다[6]. 일반적으로 병렬컨버터에서는 전류 불평형을 해결하기 위해 single-wire bus를 사용한 전류분배 방법이 많이 사용되고 있다. 이 방법은 간단하면서도 많이 사용되는 방법 중 하나다[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.

따라서 본 논문에서는 전류분배 제어기의 대역폭을 증가시킬 수 있도록 직접 듀티비를 제어하는 방법을 제안한다. 그리고 제안된 방법은 다상 교호 승압 컨버터에 적용시켜 그 타당성을 보인다.

2. 전류분배 제어기 설계

2.1 제안된 전류분배 제어기

교호 컨버터에서 동일한 인덕턴스를 가진 경우 PCMC에 의한 인덕터의 전류파형은 동일하며 평균전류는 같게 된다. 그러나 그림 1과 같이 인덕터 값이 불일치한 경우, 같은 전류 명령을 주었을 때 각 상 인덕터 전류의 최대값은 동일하나 인덕터의 평균전류는 서로 다른 값을 가진다. 그림 1에서와 같이 인덕턴스가 큰 쪽에 더 큰 평균전류가 흐르게 되어 각 상의 인덕터 전류는 불평형을 이루게 된다.

이런 문제를 극복하기 위해서 그림 2와 같이 각 상의 평균전류 차이를 전류분배 제어기를 통해 전류오차가 0이 되도록 각 상의 전류명령을 각각 다르게 인가한다. 즉, 평균전류의 오차 만큼 전류분배 제어기를 통해 인덕턴스가 작은 쪽에 더 큰 전류명령 i_{c1}를 인가하고, 인덕턴스가 큰 쪽에는 더 작은 전류명령 i_{c2}를 인가하도록 설계한다.

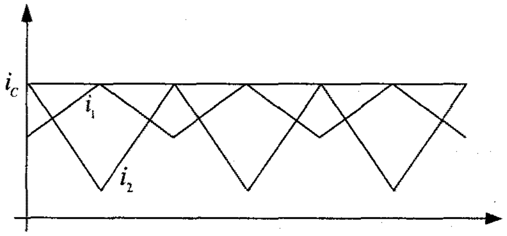

그림 1. 2상 컨버터의 인덕터 전류 파형
Fig. 1. Inductor currents of 2-phase converter

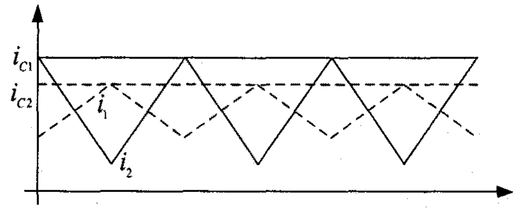

그림 2. 인덕터 불일치시 2상의 전류명령과 전류파형
Fig. 2. Current commands and inductor currents of 2-phase converter with imblalaced inductor

그림 3은 전류분배 제어기를 가진 다상 교호 승압 컨버터의 PCMC로 한 상에 대한 회로도를 보인다. 그림 3의 점선 부분은 전류평형 제어기 부분을 나타내고 있으며, 전류 센서로부터 전류를 검출하여 저역통과필터와 저항 R_s를 거쳐 single-wire share bus에 연결된다. Share bus는 각 상 평균전류의 크기 정보를 주고받는 공통선으로 각 상전류의 평균값을 가진다. 이 평균값과 각 상 평균전류의 오차를 이용하여 전류분배가 이루어지게 한다.

제안하는 방법은 기존의 방법과 달리 전류분배 제어기 출력을 직접 듀티비에 인가하는 것이다. 이것

은 전류제어기나 전압제어기의 대역폭 제한의 영향을 받지 않고 독립적으로 전류 분배 제어기를 설계할 수 있으며, 대역폭이 증가 되는 장점을 가진다.

그림 4는 다상 교호 컨버터에서 각 상의 전류센서를 통해 전압으로 변환 후 저항을 통과하여 하나의 share bus에 연결된 전류분배 회로 부분을 블럭선도로 나타내었다. 각 상의 인덕터 전류로부터 변환된 전압은 각각 v_{I_1} , v_{I_2} , $\cdots$,v_{I_n}이고 컨버터의 수는 n이다. 각 상의 전류분배 저항이 모두 동일하면 share bus 전압은 중첩의 원리에 의해서 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

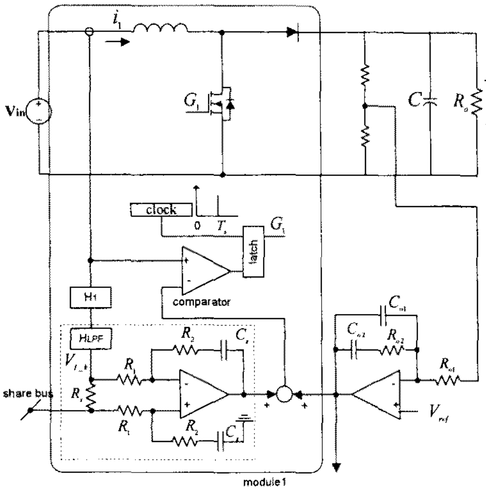

그림 3. 전류 분배 제어기를 가진 한 상의 PCMC
Fig. 3. PCMC of one converter module with current share controller

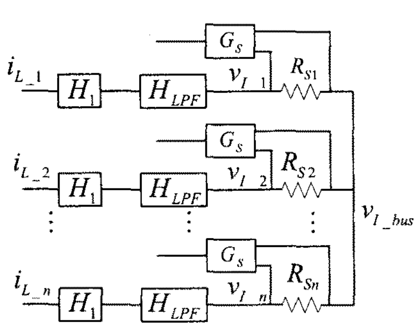

그림 4. 전류분배 블럭선도
Fig. 4. Block diagram of current share

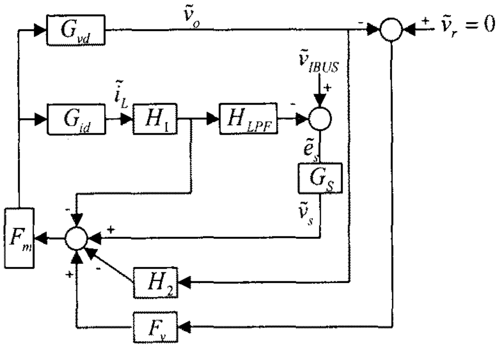

그림 5. 제어회로의 블럭선도
Fig. 5. Block diagram of the control circuit

$$v_{I_bus} = \frac{1}{n}(v_{I_1} + v_{I_2} + v_{I_3} + \cdots + v_{I_n}) \qquad (1)$$

또 식 (1)로부터 전류센서의 이득을 H_1라 하고 저역통과 필터의 이득을 H_{LPF}라 하면 v_{I_bus}는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{I_bus} = \frac{H_1 H_{LPF}}{n}(i_{L_1} + i_{L_2} + i_{L_3} + \cdots + i_{L_n}) \qquad (2)$$

식 (2)로부터 소신호 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{v}_{I_bus} = \frac{H_1 H_{LPF}}{n}(\tilde{i}_{L_1} + \tilde{i}_{L_2} + \tilde{i}_{L_3} + \cdots + \tilde{i}_{L_n}) \qquad (3)$$

그림 5는 기존의 소신호 모델에 식 (3)을 추가하여 한 상의 컨버터에 대한 블록선도를 나타낸 것이다. 그림에서 F_m과 H_2는 컨버터의 상수이고, G_{id}와 G_{vd}는 컨버터의 전달함수, G_s는 전류분배 제어기의 전달함수, F_v는 전압 제어기를 의미한다. 그림 5로부터 전류 분배제어기에 의한 $\tilde{v}_s$는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

$$\tilde{v}_s = -\frac{n-1}{n} G_s H_1 H_{LPF} \tilde{i}_{L.n} + \frac{G_s H_1 H_{LPF}}{n} (\tilde{i}_{L.1} + \tilde{i}_{L.2} + \tilde{i}_{L.3} + \cdots + \tilde{i}_{L.n-1}) \qquad (5)$$

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

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

그림 5의 소신호 모델로부터 전류루프(T_i)와 전압루프(T_v)는 식 (7)과 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

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

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

그림 5의 소신호 모델은 전류분배 제어기를 포함해 모두 3개의 루프를 포함한다. 따라서 제어기 설계는 multi-loop 설계 방법을 이용한다[3,9].

2.2 제어기 설계

그림 5에서 전류분배 제어기를 가진 컨버터에서 루프 이득은 모두 3개이다. 컨버터를 제어하기 위해서는 3가지 루프 즉, 전류루프와 전압루프, 전류분배 루프를 고려하여 설계해야 한다. 다음 항들은 전류분배 제어기를 가진 PCMC 설계시 고려해야 될 사항을 나열하였다.

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 멀티-루프 제어기의 응답성을 개선 시킨다.

④ 전체루프 이득 T_1과 외부루프이득 T_2는 식 (6)~(8)로부터 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_1 = T_I + T_v + T_s \qquad (9)$$

$$T_2 = \frac{T_V}{1 + T_I + T_S} \qquad (10)$$

루프이득 T_1과 T_2는 수학적으로 계산될 수 있고, T_1과 T_2가 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, 내부 루프 이득(T_1)이 0이 되지 않도록 설계한다.

⑤ 전류분배 제어기는 빠른 응답을 위해 전류분배 제어기의 교차주파수를 전압제어기의 교차 주파수보다 높게 한다.

그림 6은 전류분배 제어기를 보여주고 있다. 정상상태에서 각 상전류가 평형이 되도록 PI제어기를 선택하였다. 그리고 과도상태에서도 전류평형이 깨지지 않도록 하기 위해서는 제어기의 적절한 이득과 영점을 선택해 주어야한다. 실험에서는 제어기의 저항R_1과 R_2를 각각 100[$k\Omega$]하고, C_s를 0.22[uF]로 선정하여 교차 주파수와 이득을 결정하였다.

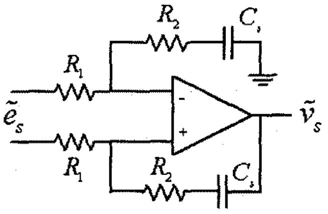

그림 6. 전류분배 제어기 회로도
Fig. 6. Circuit of current share controller

3. 실험 및 결과

실험에 사용한 파라미터는 표 1과 같다. 다상 승압 컨버터에서 연속전류모드로 동작하기 위한 인덕턴스의 조건식은 다음과 같다[10].

$$L \geq \frac{2NTR}{27} \qquad (11)$$

표 1. 실험 파라미터
Table 1. The experimental parameters

Output capacitor	220 [μF]
Inductor L	235 [μH]
Sensor H_1	8[V]/10[A]
Duty ratio	2/3
Input voltage	3.3[V]
Output voltage	10[V]
Switching frequency	27[kHz]
F_m	1.0455
Load R_o	4[Ω]

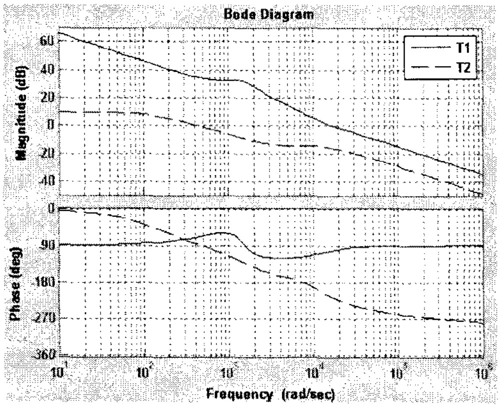

그림 7. 루프이득 T_1과 T_2의 보드선도($n=2$)
Fig. 7. Bode diagram of loop gain T_1 and $T_2(n=2)$

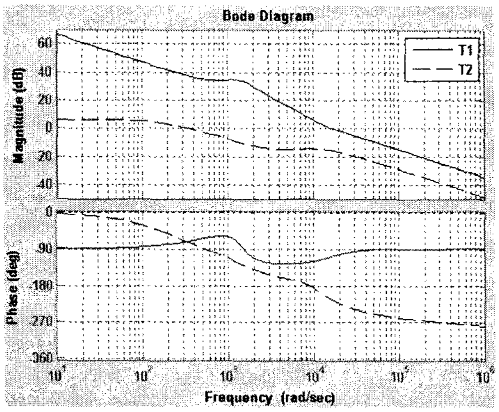

그림 8. 루프이득 T_1과 T_2의 보드선도($n=4$)
Fig. 8. Bode diagram of loop gain T_1 and $T_2(n=4)$

표 1의 파라미터를 이용하여 인덕턴스는 최소 44.4[μH] 이상이 되도록 설계 및 제작 하였다.

그림 7과 8은 컨버터의 상수가 2인 경우와 4인 경우의 T_1과 T_2의 보드선도를 보인다. 그림에서 모든 루프이득은 충분한 위상여유를 갖고 있어 시스템이 안정하다는 것을 보여주고 있다.

모든 실험에서 첫 번째 상의 인덕턴스를 다른 상에 비해 50[%] 감소시켜 실험을 하였다. 그림 9와 그

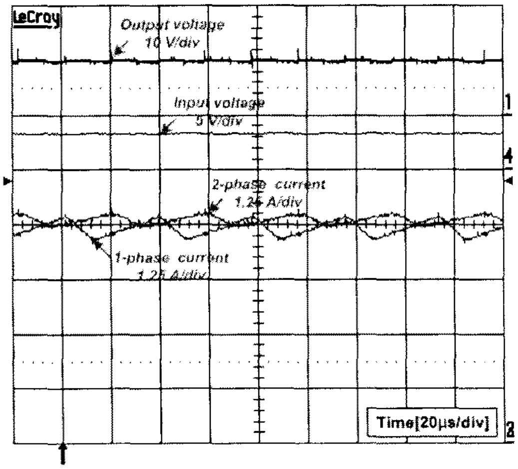

그림 9. 인덕터 불일치에 대한 2상 컨버터의 전류파형
Fig. 9. Imbalanced inductor current waveforms of 2-phase converter

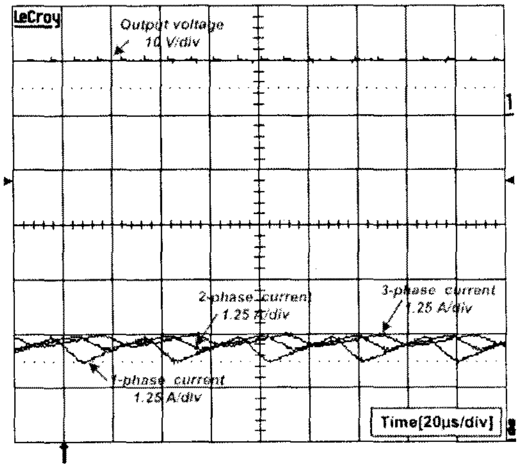

그림 10. 인덕터 불일치에 대한 4상 컨버터의 전류파형
Fig. 10. Imbalanced inductor current waveforms of 4-phase converter

림 10은 전류분배 제어기가 사용되지 않았을 때 각각 2상 컨버터와 4상 컨버터의 전류파형을 보인다. 인덕터 불일치시 전류파형은 첨두값에 대해서는 동일하지만 인덕터의 평균 전류에 대해서는 동일하지 않음을 볼 수 있다. 그림 10은 4상 컨버터의 파형으로 4개의 컨버터가 전류를 공급하므로 각 상은 전체 전류의 거의 1/4만큼의 전류를 분담한다는 것을 볼 수 있다. 같은 부하에 대하여 컨버터 상 수의 증가는 각 상전류를 감소시키는 반면 평균전류의 상대적인 오차는 증가됨을 알 수 있다. 또 부하가 작을수록 평균전류의 상대적인 오차는 더 크게 되므로 인덕터의 불일치는 상이 증가할수록 또는 부하가 작을수록 심각해짐을 알 수 있다.

그림 11과 12는 각각 2상과 4상의 컨버터에 전류분배 제어기를 사용한 실험 결과를 보여준다. 컨버

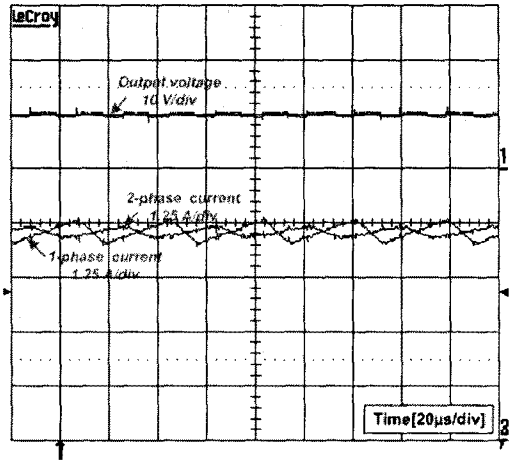

그림 11. 인덕터 불일치시 2상 컨버터의 전류평형 제어기에 의한 인덕터 전류파형
Fig. 11. Inductor current waveforms of 2-phase converter with Imbalanced inductor using current balance controller

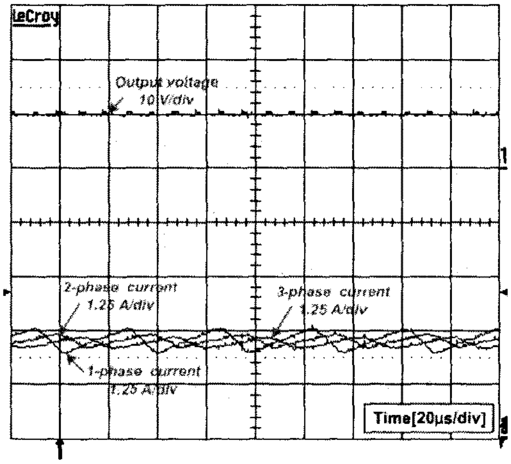

그림 12. 인덕터 불일치시 4상 컨버터의 전류평형 제어기에 의한 인덕터 전류파형
Fig. 12. Inductor current waveforms of 4-phase converter with Imbalanced inductor using current balance controller

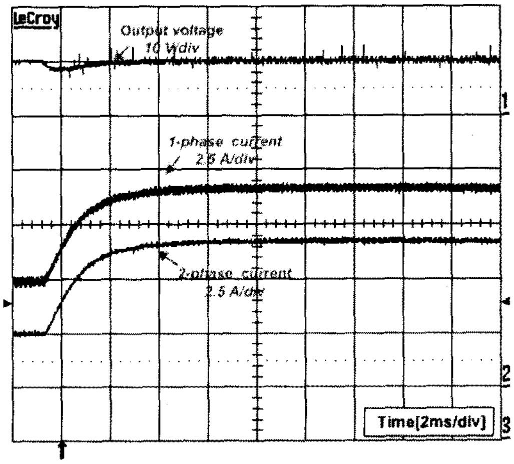

그림 13. 과도상태시 2상 컨버터의 전류파형
Fig. 13. Current waveforms of 2-phase converter during the transient state

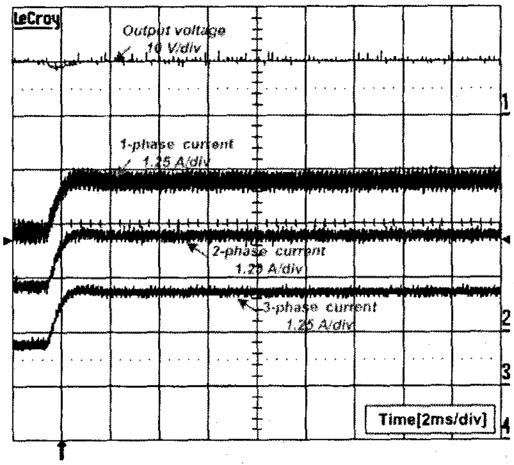

그림 14. 과도상태시 4상 컨버터의 전류파형
Fig. 14. Current waveforms of 4-phase converter during the transient state

터의 첫 번째 상 인덕턴스가 다른 상에 비해 50[%] 줄어들더라도 전류분배가 잘 이루어짐을 볼 수 있다. 그림 13과 14는 각각 2상과 4상의 컨버터에 부하를 변동시켰을 때 실험파형을 보인다. 컨버터 출력전압과 각 상전류 파형을 보인 것으로 부하 변동시에도 전류 불평형이 생기지 않고 전류분배 제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 교호 컨버터의 PCMC에서 가장 영향을 받는 인덕터 불일치시 문제점을 제시하였고 문제점인 전류 불평형을 해소하기 위해 듀티비를 직접 제어할 수 있는 전류분배 제어기를 제안하였다. 실험 결과를 통해 인덕턴스가 동일하지 않아도 인덕터 상전류가 평형상태를 유지함을 보였고 급격한 부하 변동시의 과도상태에서도 인덕터 전류 평형이 잘 유지되고 있으므로 제안된 방법이 타당하다는 것을 알 수 있다.

감사의 글

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

References

[1] H. Chung, S.Y.R Hui and K.K. Tse. "Reduction of power converter EMI emission using soft-switching technique," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 40(3), pp. 282 - 287, 1998.
[2] Laszlo B. and Richard R. "Power-Factor correction with Interleaved Boost Converts in Continuous-Inductor-Current Mode," APEC'93. pp. 168-174. March. 1993.
[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] Martin. Aime, Guillaume Gateau, and Thierry 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] Sunwei Zhou, Peng Xu, Fred C. Lee, "A Novel Current-Sharing Control Technique for Low-Voltage High-Current Voltage Regulator Module Applications," Trans. Power Electron., vol. 15, No. 6, pp. 1153-1162, Nov. 2000.
[7] Jenn-Jong 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] B.Hhoi, 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.
[10] H. B. Shin, J. G. Park, S. D. Chang, and H. C. Choi, "Generalized Analysis of Multi-Phase Interleaved Boost Converter", International Journal of Electronics, vol. 92, no. 1, pp. 1-20, Jan. 2005.

◇ 저자소개 ◇

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 겸임교수.
Tel : (055)231-9779
Fax : (055)715-7009
E-mail : powereljg@naver.com

최현칠 (崔鉉七)
1964년 5월 25일생. 1989년 경희대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1994년 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1995~1997년 대우전자 모니터 연구소 선임연구원. 1997년~현재 인제대 전자지능로봇공학과 부교수.
Tel : (055)320-3552
Fax : (055)333-3261
E-mail :elecchc@inje.ac.kr

신휘범 (愼輝範)
1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(박사). 1990~1993년 현대전자(주) 선임연구원. 2000~2002년 미국 Univ. of Wisconsin Madison 방문교수. 현재 경상대학교 전기전자공학부 교수.
Tel : (055)751-5348
Fax : (055)759-2723
E-mail : hbshin@gsnu.ac.kr