

임계 전류모드에서의 다상 교호 승압컨버터의 특성 연구

李在三[†], 裴哲秀^{*}, 孫虎仁^{**}, 文奭朝^{***}, 許東營^{****}

A Study on the Characteristics of Multi-Phase Interleaved Boost Converter Operating in Boundary Conduction Mode

Jae-Sam Lee, Cheol-Su Bae, Ho-In Son, Seok-Jo Moon and Dong-Young Huh

요 약

본 논문에서는 임계 인덕터 전류모드로 동작하는 다상 교호 승압컨버터의 평균 상태방정식을 유도하고, 정상상태 해석 및 소 신호 제어특성을 고찰한다. 또한, 유도된 수식 이론을 근거로, 800W급 2상 교호 승압컨버터를 제작하고, 60인치용 PDP 파워모듈의 PFC 블록에 적용함으로써, 제안된 방식의 실효성을 검증한다.

ABSTRACT

This paper studies the operational characteristics of Multi-Phase Interleaved Boost converter operating in Boundary Conduction Mode. The generalized transfer functions of interest are derived from the full-order averaged model approach and then the steady-state and dynamic characteristics are analyzed. The theoretical results are verified through an experimental prototype of the 800W boost PFC converter for 60inch PDP power module.

Key Words : Interleaved boost converter, Boundary conduction mode, PFC, Full order averaged model

1. 서 론

스위칭 전원장치에 있어서 입력 교류전류의 파형을 개선하기 위하여 사용되는 역률보상회로(PFC : Power Factor Correction)는 일반적으로 인덕터 필터가 입력 측에 있는 승압 형 컨버터를 기본으로 하고 있다. 승압 형 컨버터는 항상 입력전압보다 출력전압이 크므로 회로구성 전력용 반도체 소자의 전압스트레스에 의한 스위칭 손실이 크다는 단점이 있으며, 이를 개선하기 위해 병렬 형 컨버터에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이러한 병렬 형 컨버터는 스위칭 소자가 일

정한 위상차를 가지면서 동일한 도통 비율로 동작하는 형태로서 교호 컨버터(interleaved converter)라 불리며, 다양한 강압 형, 승압 형 컨버터가 제안되었다^[1].

본 논문에서는 승압 형 컨버터에서, 인덕터 전류 연속모드(CCM : Continuous Conduction Mode)에서 나타날 수 있는 출력 다이오드의 역회복 문제와 전류 불연속모드(DCM : Discontinuous Conduction Mode)의 높은 피크전류 단점을 보완하기 위해, 임계 전류모드(BCM : Boundary Conduction Mode)로 동작하는 다상 교호 승압 컨버터를 제시한다^[2].

제시된 다상 교호 승압 컨버터의 평균 상태방정식을 유도하고, 이를 통해 정상상태에서의 입출력 전압 변압비 및 효율에 대한 특징에 대해서 조사한다. 또한, 소 신호 해석을 통해 전달 함수를 산출하여 컨버터의 동특성을 해석한다^[3,4,5]. 마지막으로, 60인치용 PDP 전원장치의 PFC 블록에 적용함으로써, 제안된 방식의 실효성을 검증한다^[6,7,8].

[†]교신저자 : 정회원, LG이노텍(주) Power연구실 선임연구원
E-mail : jsleer@iginnotek.com

*정회원, LG이노텍(주) Power연구실 선임연구원

**정회원, LG이노텍(주) Power연구실 주임연구원

***정회원, LG이노텍(주) Power연구실 연구원

****정회원, LG이노텍(주) Power연구실 상무/연구위원

접수일자 : 2008. 3. 27

1차 심사 : 2008. 4. 19

심사완료 : 2008. 4. 20

2. 임계 전류모드 다상 교호 승압컨버터

그림 1은 다상 교호 승압 컨버터를 나타낸다. N개의 컨버터가 병렬로 연결되어 있고, 각 컨버터는 인덕터, 능동 스위치, 다이오드로 구성되어 있다. 여기서 회로의 기생요소로 인덕터의 권선저항을 고려한다.

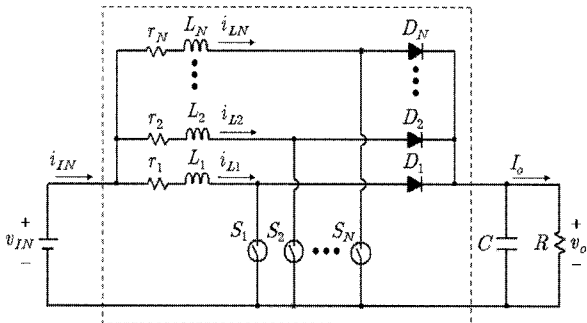


그림 1 다상 교호 승압 컨버터
Fig. 1 A multi-phase interleaved boost converter

그림 2는 다상 교호 승압 컨버터의 인덕터 전류 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 각 스위치 S_1, S_2, \dots, S_N 은 동일 위상차를 가지며, 순차적으로 동작한다.

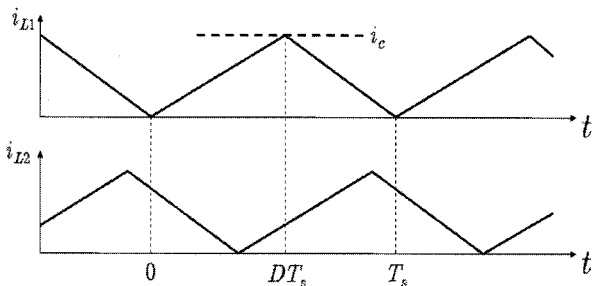


그림 2 인덕터 전류의 시뮬레이션 파형
Fig. 2 Simulated Inductor current waveforms

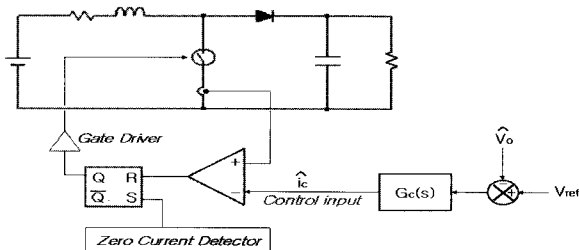


그림 3 임계전류모드 블록 도면
Fig. 3 Block diagram of Boundary Conduction Mode

k 번째 상의 컨버터에서 궤환 제어 블록도면은 그

림 3에 도시하였다. 컨버터의 능동 스위치가 도통하는 구간에서의 인덕터 전류는 $(v_{IN} - i_{Lk}r_k)/L_k$ 의 기울기로 영 전류에서부터 증가하며, 인덕터 피크 전류가 제어신호 i_c 에 도달하기까지 증가한다. 그 후, 능동 스위치는 차단되며, 다이오드가 도통을 개시한다. 이 구간에서 인덕터 전류는 $(v_{IN} - i_{Lk}r_k - v_o)/L_k$ 의 기울기로 영 전류지점까지 감소하고, 이 때 능동 스위치가 도통을 개시하여 스위칭 동작을 반복한다.

3. 평균 상태공간 모델

참고문헌 [1]의 모델링(full order averaged model) 접근 방법을 적용하여, 그림 2로부터, 다상 교호 승압 컨버터에서의 k 번째 상의 인덕터 평균 전압 및 출력 커패시터의 평균 전류 식을 다음과 같이 유도할 수 있다. 여기서 d_k 는 k 번째 상에서 능동 스위치의 도통비율 평균을 의미한다.

$$\frac{di_{Lk}}{dt} = \frac{1}{L_k}[-r_k i_{Lk} + d_k v_{IN} + (1-d_k)(v_{IN} - v_o)] \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}[\sum_{j=1}^N (1-d_k) i_{Lj} - \frac{v_o}{R}] \quad (2)$$

또한 각 상의 컨버터가 인덕터 임계 전류모드로 동작하므로, k 번째 상의 인덕터 전류(i_{Lk})와 제어 전류 신호(i_c)의 관계식은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\overline{i_{Lk}} = \frac{\overline{i_c}}{2} \quad (3)$$

4. 정상상태 특성

유도된 평균 상태방정식 (1),(2)로부터, 각 동작 점의 직류 성분만을 취하면, 다음의 정상상태 식을 얻는다.

$$-r_k I_{Lk} + D_k V_{IN} + (1-D_k)(V_{IN} - V_o) = 0 \quad (4)$$

$$\sum_{j=1}^N (1-D_k) I_{Lj} - \frac{V_o}{R} = 0 \quad (5)$$

여기서, $k = 1, 2, \dots, N$ 에 대해 $r_k = r, D_k = D$ 및 각 상으로의 전류가 균등하게 분배($I_{IN} = NI_{Lk}$)된다고 가정하면, 식 (4),(5)는 다음과 같이 정리된다.

$$I_{Lk} = \frac{V_o}{N(1-D)R} \quad (6)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{NR(1-D)}{r + NR(1-D)^2} \quad (7)$$

$$\eta = \frac{V_o^2/R}{V_{IN} I_{IN}} = M(1-D) \quad (8)$$

식 (7)은 N 개의 상을 갖는 다상 교호 승압컨버터의 입출력 전압 비를 나타내며, 식 (8)은 효율특성을 보여 준다. 저항 비 $r/R=0.01$ 인 경우의 입출력 전압 비 및 효율특성을 그림 4, 5에 각 도시하였다. 상의 개수 (N)가 증가할수록 전압 비가 상승하며, 효율이 개선되는 특성을 보인다.

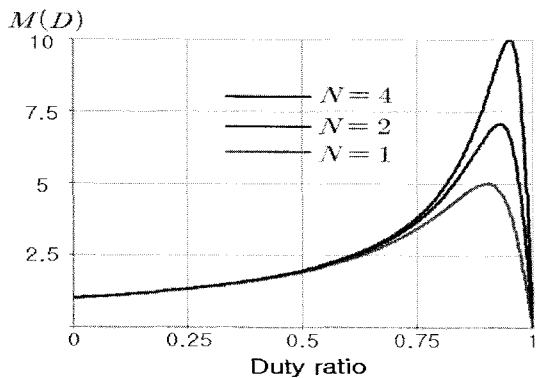


그림 4 입출력 전압 비 ($r/R=0.01$)
Fig. 4 Voltage conversion ratio when $r/R=0.01$

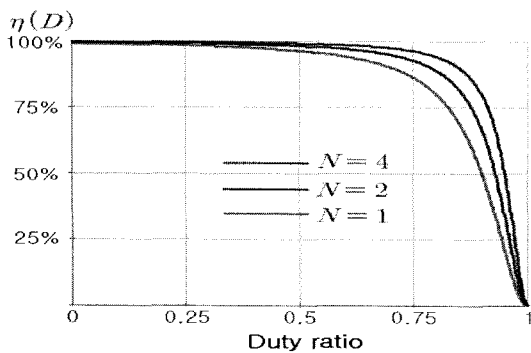


그림 5 효율특성 ($r/R=0.01$)
Fig. 5 Efficiency characteristics when $r/R=0.01$

5. 소 신호 특성

유도된 평균 상태방정식 (1),(2),(3)으로부터, 각 동작 점의 교류 성분을 구한 후, 선형화(linearization)를 취

하면, 다음과 같은 소 신호 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{di_{Lk}}{dt} = \frac{1}{L_k} [-r_k \hat{i}_{Lk} + \hat{v}_{IN} + V_o \hat{d}_k - (1-D_k) \hat{v}_o] \quad (9)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} [(1-D_k) \sum_{j=1}^N \hat{i}_{Lj} - N I_{Lk} \hat{d}_k - \frac{\hat{v}_o}{R}] \quad (10)$$

$$\hat{i}_{Lk} = \frac{\hat{i}_c}{2} \quad (11)$$

$k = 1, 2, \dots, N$ 에 대해 $r_k = r$, $D_k = D$ 및 각 상으로의 전류가 균등하게 분배($I_{IN} = N I_{Lk}$)된다고 가정하면, 식 (9),(10),(11)의 라플라스(Laplace) 변환 식으로부터, N 개의 상을 갖는 다상 교호 승압컨버터의 제어 전달함수(control-to-output)를 구할 수 있다.

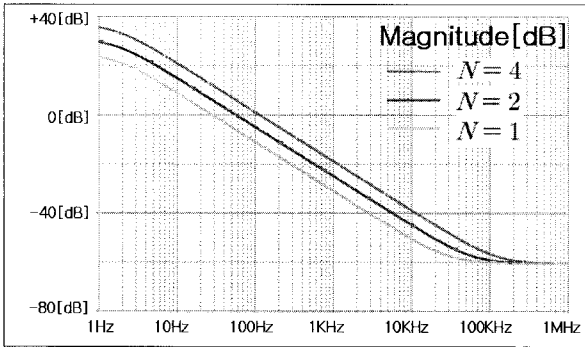
$$G_{vi}(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{N V_o (1-D) - r I_{IN} - s L I_{IN}}{s C V_o + 2 I_o} \quad (12)$$

식 (12)의 제어 전달함수에는 출력 커패시터의 동특성에 의한 극점(pole) 및 인덕터에 의한 우반면 영점(unstable zero)만 존재할 뿐, 인덕터 동특성에 의한 극점(pole)은 보이지 않는다. 이는 식 (11)과 같이, 승압컨버터의 소 신호 해석에서 인덕터 전류의 미소변화 성분이 제어신호 미소변화에 직접 영향을 받기 때문에 저주파수 대역에서의 인덕터 동특성에 의한 영향은 무시되었음을 알 수 있다.

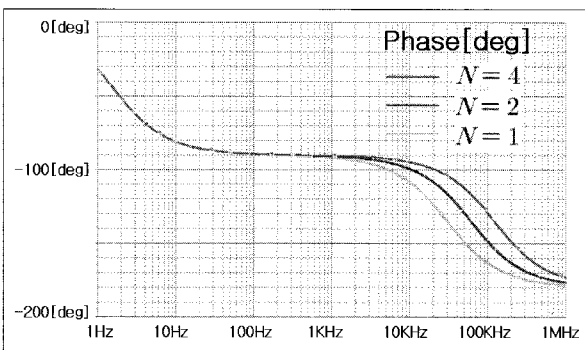
표 1과 같은 시스템 상수를 적용하여, $I_o = 2[A]$ 부하 동작 점에서, 다상 교호 승압컨버터의 제어 전달함수를 그림 6에 도시하였다. 상의 개수 N 증가 시, 극점(pole) 위치는 변화가 없으나, DC 이득 및 우반면 영점(zero)은 증가함을 보여준다. 특히, 인덕터의 직렬 저항(r_k)을 무시하면, N 배 증가함을 알 수 있다.

표 1 교호 컨버터의 시스템 상수
Table 1 Per unit values of the system parameters

인덕터 직렬저항 $r_k = r$	0.1 [Ω]
인덕터 $L_k = L$	135 [μ H]
출력 Capacitor C	1000 [μ F]
입력 전압 V_{IN}	144 [V]
출력 전압 V_o	400 [V]



a) Magnitude response



b) Phase response

그림 6 제어 전달함수 주파수 응답 특성
Fig. 6 Frequency response of control-to-output transfer function

6. 임계 전류모드의 PFC 응용

PFC 응용을 위해 입력전압 궤환(input feedforward)을 갖는 임계 전류모드 승압컨버터의 제어도면을 그림 7에 도시하였다. 제어 전류신호(i_c)는 컨버터의 출력전압 궤환 루프(feedback loop)에 존재하는 오차증폭기의 출력(v_c)과 컨버터 입력전압(v_{IN})의 곱으로 표현된다.

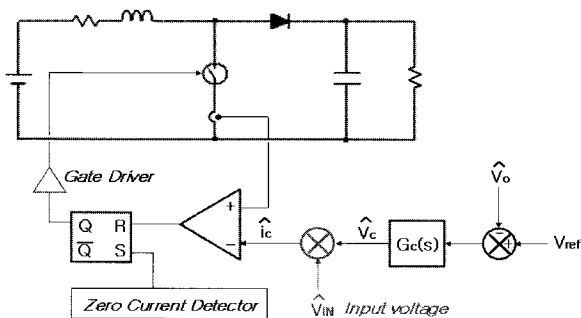


그림 7 PFC 응용을 위한 임계전류모드 블록 도면
Fig. 7 Block diagram of BCM for PFC application

$$\overline{i_c} = K \overline{v_c} \overline{v_{IN}} \tag{13}$$

PFC 컨버터는 교류 입력전류를 교류 입력전압과 동기화 되도록 제어하기 위하여, 출력전압 궤환 이득은 상대적으로 좁은 주파수대역(low bandwidth)을 갖도록 설계된다. 따라서 교류전원 입력 반주기 기간 동안 오차증폭기의 출력(v_c)은 상수로서 취급 가능하고, 결국 제어 전류신호(i_c)는 교류 입력전압(v_{IN}) 파형에 의존하게 된다. 이로 인해, 컨버터의 메인스위치 FET의 전류파형 최대치가 교류 입력전압(v_{IN}) 파형에 따르게 되고, 결국 교류 입력 평균전류가 교류 입력전압(v_{IN})과 동기화 된다.

식 (13)을 인덕터 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$\overline{i_{Lk}} = \frac{\overline{i_c}}{2} = \left(\frac{K}{2} \overline{v_c}\right) \overline{v_{IN}} \tag{14}$$

정상상태(steady-state)에서, 오차증폭기 출력전압(v_c)을 상수로 취급하면, 식 (14)로부터, 입력전압 궤환을 갖는 임계 전류모드 승압컨버터의 입력 단은 저항 부하특성을 나타냄을 알 수 있다. 따라서 제한된 컨버터는 교류 입력전압과 교류입력 전류를 위상 동기화하는 PFC 응용에 적합하다.

7. 실험 및 시뮬레이션 결과

표 1의 회로 시정수로 2상 교호 승압컨버터를 제작한 후, 60인치 PDP용 전원장치의 PFC 블록에 적용해 보았다. 경 부하(200W) 및 중 부하(800W) 조건에서의 각 스위칭 소자의 전류 실험 파형은 그림 9와 같다.

부하 전류가 증가할수록 각 상에 존재하는 소자의 동작 스위칭 주파수가 감소하며, 임계 전류모드로 동작하는 것을 확인 할 수 있다.

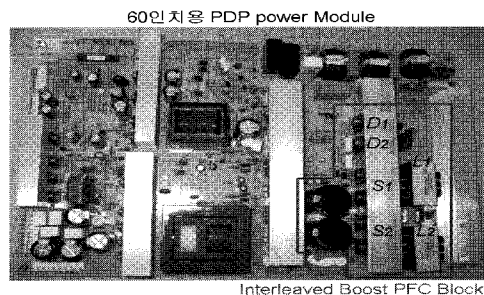
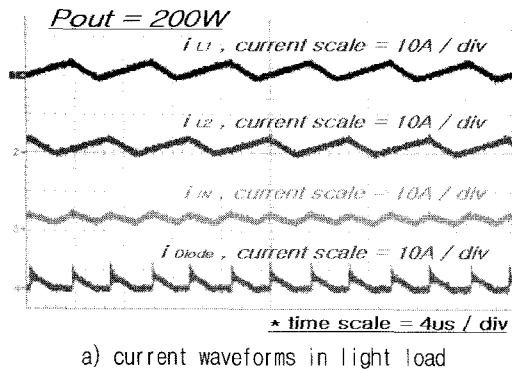
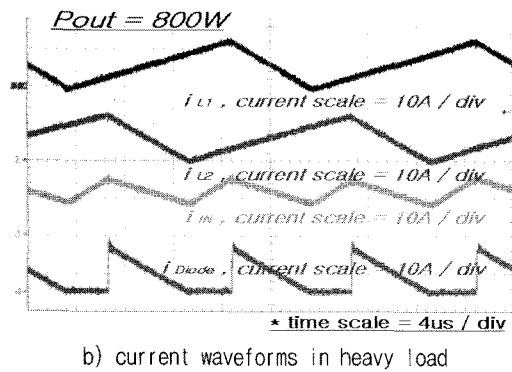


그림 8 PFC용 2상 교호 승압컨버터 제작 형상
Fig. 8 Picture of interleaved boost PFC converter



a) current waveforms in light load



b) current waveforms in heavy load

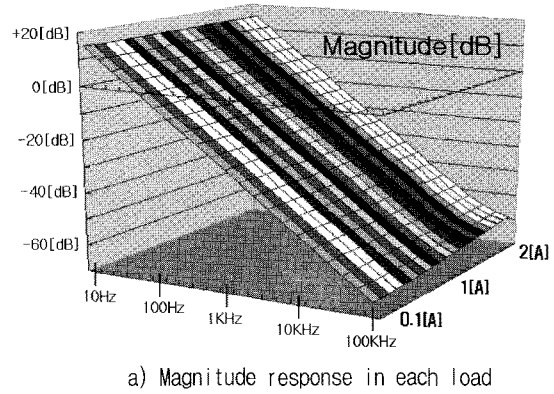
그림 9 부하에 따른 스위칭 소자의 전류 실험파형
Fig. 9 Experimental current waveforms of the switching devices in each load

표 1로 주어진 2상 교호 승압컨버터의 회로 동작 점에서 부하 전류(I_o) 변화에 따른 제어 전달함수는 식 (15)로 표현되며, 부하 전류(I_o)가 0.1[A]에서 2[A]로 변화에 따른 주파수 응답 특성을 시뮬레이션 한 결과는 그림 10에 도시하였다. 부하 증가 시, 고주파 영점(zero)은 감소하고 극점(pole)은 증가하지만, 변화폭이 작아서 전 부하 영역에서의 높은 제어보상회로 설계 마진을 기대할 수 있다.

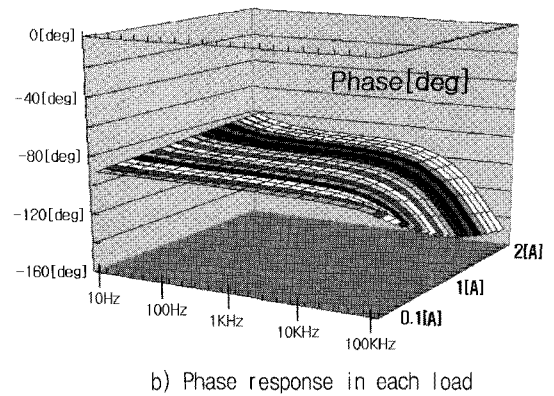
$$G_{vi}(s) = \frac{288 - 0.277777I_o - 0.000375I_o s}{0.8s + 4I_o} \quad (15)$$

8. 결 론

본 논문에서는, 임계 전류모드로 동작하는 다상 교호 승압컨버터의 정상상태 해석 및 소 신호 모델을 유도하였고, 상수 증가에 따른 컨버터의 특성변화를 살펴보았다. 또한, 800W급 전원장치의 PFC 블록에 적용



a) Magnitude response in each load



b) Phase response in each load

그림 10 각 부하 점에서의 제어 전달함수 주파수 응답
Fig. 10 Frequency response of control-to-output transfer function in each load

함으로써 실효성을 검증하였고, 시뮬레이션을 통해 전 부하 영역에서 제어 전달함수의 주파수 응답특성 변화 폭이 적음을 확인하였다. 따라서 제안된 컨버터 방식은 전류 연속모드 및 불연속모드의 단점을 적절히 보완하면서, 높은 제어 보상회로 설계이득을 기대할 수 있다. 제시한 정상상태 특성 해석 및 소 신호 모델은 임계 전류모드에서의 다상 교호 승압컨버터 설계 시 많은 도움이 되리라 생각한다.

참 고 문 헌

[1] Jian Sun, Daniel M. Mitchell, Matthew F. Greuel, Philip T. Krein, Richard M. Bass, "Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 16, No. 4, pp. 482-492, 2001, July.
[2] D. Maksimovic, "Computer-Aided Small-Signal

Analysis Based on Impulse Response of DC/DC Switching Power Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 1183-1191, 2000, November.

- [3] Jingquan Chen, Robert Erickson, D. Maksimovic, "Averaged Switch Modeling of Boundary Conduction Mode Dc-to-DC Converters", *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.
- [4] 신회범, 장은승, 정세교, 이현후, "불연속 전류모드에서의 다상 교호 승압컨버터의 특성 해석", *전력전자학술대회 논문집*, pp. 134-136, 2006. 6.
- [5] 민병선, 박남주, 현동석, "Interleaved 부스트 컨버터의 새로운 전류 분배 기법", *전력전자학술대회논문집*, pp. 165-173, 2006. 6.
- [6] 장은승, 신회범, "불연속 전류모드에서의 다상 교호 강압 컨버터의 특성해석", *전력전자학회 논문지*, pp. 123-130, 2007. 4.
- [7] 허태원, 손영대, 김동완, 김춘삼, 박한석, 우정인, "2단 역률보상회로를 구성하는 interleaved 승압형 컨버터의 해석 및 설계", *대한전기학회 논문지*, pp. 343-351, 2003. 7.



문석조(文奭朝)

1981년 3월 23일생. 2007년 전북대 전자정보공학부 졸업. 2006년 7월~현재 LG이노텍(주) Power연구실 연구원.



허동영(許東營)

1961년 출생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1989년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1994년~1997년 대우 전자 Monitor 연구소. 1998년~2005년 Fairchild Child Semiconductor : Power System Control IC 개발. 2006년~현재 LG이노텍(주) Power연구실 상무/연구위원.

저 자 소 개



이재삼(李在在)

1974년 1월 26일생. 2000년 국민대 전자공학과 졸업. 2000년 2월~2004년 2월 셀라인텔레콤(주) 부설연구소 대리. 2004년 2월~현재 LG이노텍(주) Power연구실 선임연구원.



배철수(裵哲秀)

1974년 8월 22일생. 1999년 수원과학대 전자공학과 졸업. 1999년~2002년 Ault Korea 개발실 연구원. 2002년~2004년 동양E&P 주임연구원. 2004년 2월~현재 LG이노텍(주) Power연구실 선임연구원.



손호인(孫虎仁)

1975년 4월 19일생. 2001년 울산대 제어계측공학과 졸업. 2005년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2005년 4월~현재 LG이노텍(주) Power연구실 주임연구원.