

불연속 전류모드에서의 다상 교호 강압컨버터의 특성 해석

張殷丞^{*}, 愼輝範[†]

Characteristic Analysis of Multi-Phase Interleaved Buck Converter in Discontinuous Inductor Current Mode

Eun-Sung Jang and Hwi-Beom Shin

요 약

본 논문에서는 불연속 인덕터 전류모드에서의 다상 교호 강압 컨버터의 정상상태 해석 및 소신호 모델을 유도하여 일반화된 식을 제시한다. 컨버터의 제어기 설계를 위해서 필요한 완전한 차수 모델을 통한 소신호 모델의 전달 함수를 유도하고 이를 통해 시스템의 동특성을 분석한다. 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 이론에서 제시한 특성을 검증한다.

ABSTRACT

This paper presents the generalized and explicit expressions for evaluating the performance of the multi-phase interleaved buck converter (IBC) operating in discontinuous inductor current mode (DICM). The full-order averaged model is derived. The generalized transfer functions of interest are presented and the dynamic characteristics are analyzed. The generalized analysis of converter performance is verified through the experimental and simulation results.

Key Words : Discontinuous, Interleaved buck converter, Small signal analysis

1. 서 론

최근 전력전자 시스템의 신뢰성 및 효율 등을 향상시키기 위해 병렬 컨버터에 대한 연구가 많이 이루어지고 있다. 이러한 병렬 컨버터는 일정한 위상차를 가지면서 동일한 시비율로 운행하는 형태로서 교호 컨버터(interleaved converter)라 불리며 다양한 강압형, 승

압형의 컨버터 토폴로지가 제안되었다.^[1,2] 교호 컨버터의 특징으로는 낮은 주파수로 출력단의 주파수를 높일 수 있어 커패시터의 크기를 작게 할 수 있고 각 컨버터의 주파수가 낮아짐으로써 스위칭 손실과 자성코어 손실을 감소시켜 효율을 향상시킨다. 그리고 출력전류 맥동의 감소효과를 가져와 인덕터 및 커패시터의 크기를 작게 하여 SMPS를 소형·경량화할 수 있다. 입력전류를 연속으로 제어하는 것이 가능하여 입력단의 EMI 문제 해결에 도움을 주고 고조파 왜곡이 감소하며 효율 및 역률을 향상시킨다. 또한 병렬운전으로 대전류를 공급할 수 있어 저전압 대전류용의 컨버터가 가능하고 다수개의 컨버터가 병렬로 연결되어 있어 시스템

[†]교신저자 : 정회원, 경상대 전기전자공학부 교수

E-mail : hbshin@gsnu.ac.kr

^{*}학생회원 : 경상대 전기공학과 박사과정

접수일자 : 2006. 12. 6 1차 심사 : 2006. 12. 22

실사완료 : 2007. 2. 2

의 신뢰성이 향상되고 유지보수 측면에서 단상보다 유리하다. 그러나 컨버터 수의 증가에 따른 인덕터 및 스위칭 소자의 증가는 상태 변수 및 제어입력의 수를 증가시켜 모델링 및 특성 분석이 복잡해지는 단점을 가지고 있다. 다상 교호 강압컨버터는 대다수 마이크로프로세서의 전원장치와 같은 높은 전력밀도를 요구하는 분야에 적용된다. 하지만 연속모드에서는 회로 면적의 대부분을 차지하고 있는 수동소자의 크기를 줄이는데 한계가 있다. 따라서 각 상을 불연속 인덕터 전류모드(discontinuous inductor current mode)에서 동작시키면 수동소자의 크기를 줄일 수 있다.

현재까지 연속 인덕터 전류모드에서 강압·승압형 다상 교호 컨버터의 평균 상태방정식, 정상상태 해석, 출력전류·전압맥동, 효율등의 특성에 대해 많은 연구가 이루어졌고,^[3~5] 불연속 인덕터 전류모드의 경우 2~3상 교호 승압컨버터의 역할 및 입력전류맥동에 대한 조사가 이루어졌지만 특성에 대한 일반적이고 해석적인 수식은 제시되어 있지 않다.^[6,7] 또한 안정된 전원공급을 위해 제어기 설계가 필수적이므로 다상 교호 컨버터의 동특성을 파악할 수 있는 소신호 모델이 필요하다.^[8,9] 분산전원시스템의 루프이득에 대한 연구를 제시하였는데, Pspice를 바탕으로 4상 교호 강압컨버터의 동특성을 보여주고 있다.^[10] 그러나 이 모델들은 연속 인덕터 전류모드에서만 유효하고 상이 증가하면 다시 작업을 반복해야 되는 단점이 있다. 다상 교호 컨버터에 관한 많은 논문이 제시되었음에도 불구하고 불연속 모드에서의 강압형 다상 교호 컨버터 특성에 대한 일반적이고 해석적인 수식은 제시되어 있지 않다. 그리고 안정된 전원 공급을 위해 제어기 설계가 필수적이므로 다상 교호 컨버터의 동특성을 파악할 수 있는 소신호 모델이 필요하다.

본 논문에서는 불연속 전류모드에서의 다상 교호 강압컨버터의 평균 상태방정식을 유도하고, 이를 통해 정상상태에서의 인덕터 전류 및 출력 전압에 대한 일반화된 이론적인 표현식을 나타내어 전압 변환비 및 효율에 대한 식을 유도하고 특성에 대해서 조사한다. 그리고 소신호 해석을 통한 전달 함수를 유도하여 컨버터의 동특성을 해석한다.

2. 다상 교호 강압컨버터의 평균 상태공간 모델링

2.1 평균 상태공간 모델링

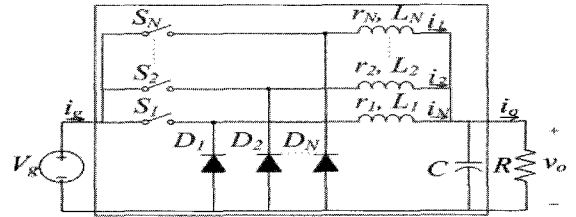


그림 1 다상 교호 강압컨버터
Fig. 1 A multi-phase interleaved buck converter

그림 1은 다상 교호 강압컨버터를 나타낸다. N개의 컨버터가 병렬로 연결되어 있고, 각 컨버터는 능동 스위치, 인덕터, 다이오드로 구성되어 있다. 스위치는 PWM 주기동안 S_1, S_2, \dots, S_N 의 순서로 동작하고 각 스위치의 제어신호는 $\tau (= T_s/N)$ 의 위상차를 가진다. 여기서 회로의 기생요소로 인덕터의 권선저항을 고려한다.

각 구간에서의 인덕터 전류 및 커패시터 출력 전압 방정식은 다음과 같다.

$$(i) \quad (k-1)T_s/N \leq t < (k-1)T_s/N + d_k T_s$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{-r_k i_k + V_g - v_o}{L_k}, \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{j=1}^N i_j - \frac{v_o}{RC} \quad (1)$$

$$(ii) \quad (k-1)T_s/N + d_k T_s \leq t < (k-1)T_s/N + (d_k + q_k)T_s$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{-r_k i_k - v_o}{L_k}, \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{j=1}^N i_j - \frac{v_o}{RC} \quad (2)$$

$$(iii) \quad (k-1)T_s/N + (d_k + q_k)T_s \leq t < T_s$$

$$\frac{di_k}{dt} = i_k = 0, \quad \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC} \quad (3)$$

여기서 $k = 1, 2, \dots, N$,

N : 상수, L_k : k 상 인덕턴스, d_k : k 상 시비율

q_k : k 상 전류 감소 구간, V_g : 입력 전압

v_o : 출력 전압, r_k : k 상 인덕터 권선저항

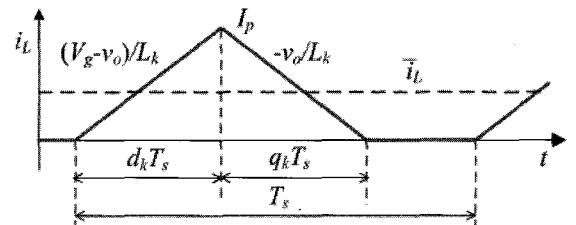


그림 2 불연속 모드에서의 인덕터 상전류
Fig. 2 Discontinuous inductor current in k -th phase

참고 문헌 [11]에 따른 불연속 모드에서의 평균 상태공간 모델링 기법에 따라 식 (1)~(3)을 정리하면 평균 인덕터 상전류와 평균 출력 전압은 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{d\bar{i}_k}{dt} = \frac{1}{L_k} \left\{ -r_k \bar{i}_k - (d_k + q_k) \bar{v}_o + d_k V_g \right\} \quad (4)$$

$$\frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C} \left(\sum_{j=1}^N \bar{i}_j - \frac{\bar{v}_o}{R} \right) \quad (5)$$

그림 2는 불연속 모드에서의 인덕터 상전류를 나타내고 있다. $d_k T_s$ 동안 인덕터 전류는 증가하며 이 구간 동안의 기울기는 $(V_g - v_o)/L_k$ 이고, $q_k T_s$ 동안의 인덕터 전류 기울기는 $-v_o/L_k$ 이다. 따라서 이 구간동안 평균 상전류는 다음과 같다.

$$\bar{i}_k = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_k(\tau) d\tau = \frac{V_g - v_o}{2L_k} d_k T_s (d_k + q_k) \quad (6)$$

식 (6)을 q_k 에 관해 정리하면 다음과 같다.

$$q_k = \frac{2L_k}{d_k T_s (V_g - v_o)} \bar{i}_k - d_k \quad (7)$$

식 (7)을 식 (4), (5)에 대입하면 q_k 가 생략된 다음과 같은 평균 상태공간모델을 구할 수 있다.

$$\frac{d\bar{i}_k}{dt} = \frac{d_k V_g}{L_k} - \left\{ \frac{r_k}{L_k} + \frac{2}{d_k T_s} \left(\frac{\bar{v}_o}{V_g - v_o} \right) \right\} \bar{i}_k \quad (8)$$

$$\frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C} \left(\sum_{j=1}^N \bar{i}_j - \frac{\bar{v}_o}{R} \right) \quad (9)$$

2.2 정상 상태 해석

평균 상태공간 모델 식 (4), (5) 또는 식 (8), (9)로부터 정상상태에서의 평균 상전류 I_k 와 평균 출력 전압 V_o 를 구하면 다음과 같다.

$$I_k = \frac{1}{r_k} \{ D_k V_g - (D_k + Q_k) V_o \} \quad (10)$$

$$V_o = \frac{V_g}{\Delta} \sum_{j=1}^N \frac{D_j}{r_j} \quad (11)$$

여기서 $\Delta = \frac{1}{R} + \sum_{j=1}^N \frac{D_j + Q_j}{r_j}$, $k = 1, 2, \dots, N$ 이고 D_k 와 Q_k 는 각각 정상 상태에서의 d_k , q_k 이다.

식 (7)의 q_k 를 정상 상태에서의 Q_k 에 관해 다시 정리하면 다음과 같다.

$$Q_k = \frac{RK_k}{(V_g - V_o)D_k} I_k - D_k \quad (12)$$

$$K_k = \frac{2L_k}{RT_s} \quad (13)$$

여기서 K_k 는 불연속 모드에서 동작하는 다상 교호 강압컨버터의 특성을 결정하는 중요한 파라미터이며

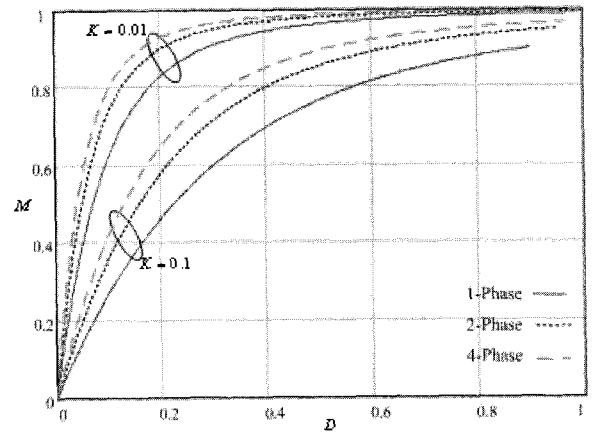


그림 3 상수 증가에 따른 전압 변환비
Fig. 3 Voltage conversion ratios in DICM ($r=0$)

부하와 주기가 일정할 때 K_k 와 인덕턴스는 비례관계를 가진다.

만약 다상 교호 강압컨버터가 대칭적인 구조를 가지면 $D = D_j$, $Q = Q_j$, $r = r_j$ ($j = 1, \dots, N$)을 만족하고 식 (10)~(12)를 다시 표현 하면 전압 변환비 M , 평균 상전류 I_k , 중속 구간 Q_k 는 다음과 같다.

$$M = \frac{ND}{r\Delta} = \frac{RND}{r + RN(D + Q)} \quad (14)$$

$$I_k = \frac{V_g D}{r\Delta R} = \frac{V_g D}{r + RN(D + Q)} \quad (15)$$

$$Q = \frac{RK}{(V_g - V_o)D} I_k - D \quad (16)$$

여기서 $\Delta = \frac{1}{R} + \frac{N(D + Q)}{r}$, $k = 1, 2, \dots, N$ 이고, 식 (16)을 Q 에 관한 2차 방정식으로 유도하면 다음식과 같은 방정식의 해를 연산하면 불연속 모드 운행에서의 Q 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$RNQ^2 + (r + RND)Q - KR = 0 \quad (17)$$

$$Q = \frac{-(r + RND) + \sqrt{(r + RND)^2 + 4R^2NK}}{2RN} \quad (18)$$

식 (18)을 식 (14)에 대입하여 Q 를 제거한 전압 변환비 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = \frac{2RND}{r + RND + \sqrt{(r + RND)^2 + 4R^2NK}} \quad (19)$$

인덕터의 권선저항을 무시하면 식 (18), (19)는 다음과 같다.

$$Q = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{4N}{K}}}{2} \quad (20)$$

$$M = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{ND^2}}} \quad (21)$$

식 (21)로부터 전압 변환비와 듀티비의 관계를 식 (22)로 다시 정리할 수 있다.

$$D = M \sqrt{\frac{K}{(1 - M)N}} \quad (22)$$

위 식으로부터 인덕터, 저항, 주기의 관계식인 K 와 전압 변환비, 상수가 주어질 때 듀티비를 결정할 수 있다. 그림 3은 상수 증가에 따른 전압 변환비를 보여 준다. 그림으로부터 상수의 증가는 전압 변환비를 증가시켜 듀티비 변화에 따른 출력 전압의 변화를 둔감하게 하고 직류 변환비를 1에 가깝게 함을 알 수 있다.

정상 상태에서의 입력전류는 각 상전류의 합이므로 다음과 같다.

$$I_g = \sum_{k=1}^N I_k = N \cdot I_k \quad (23)$$

따라서 불연속 모드에서 동작하는 다상 교호 강압컨버터의 효율은 다음과 같다.

$$\eta = \frac{V_o^2/R}{V_g I_g} = \frac{RN^2 D}{r + RN(D + Q)} \quad (24)$$

2.3 불연속 모드 조건

다상 교호 강압컨버터의 불연속 모드 영역을 구하기 위해서는 다음을 가정한다.

- ① 컨버터의 스위칭 소자는 이상적이다.
- ② 인덕터 및 커패시터의 내부저항을 무시한다.
- ③ N상 다상 교호 컨버터는 서로 대칭이다.

그림 4에서는 4상 교호 강압컨버터의 인덕터 전류와 출력 및 입력 전류를 보였다. 그림 4(a)에서 보여지는 상전류와 같이 불연속이 되기 위해서는 듀티비 D 와 종속구간 Q 의 합이 다음과 같이 1보다 작아야 한다.

$$D + Q < 1 \quad (25)$$

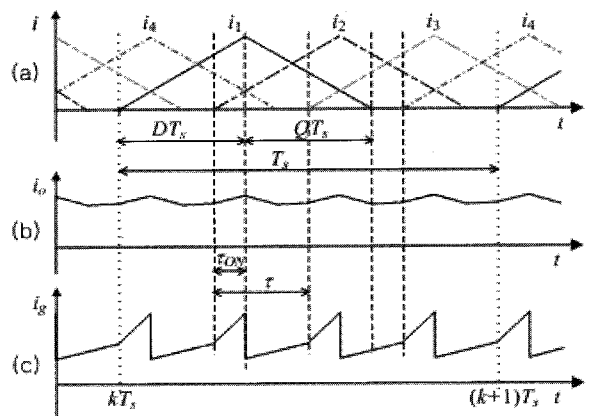


그림 4 4상 교호 강압컨버터의 전류 파형
Fig. 4 Current waveforms of 4-phase IBC in DICM : (a) inductor current, (b) output current, (c) input current ($r = 0$)

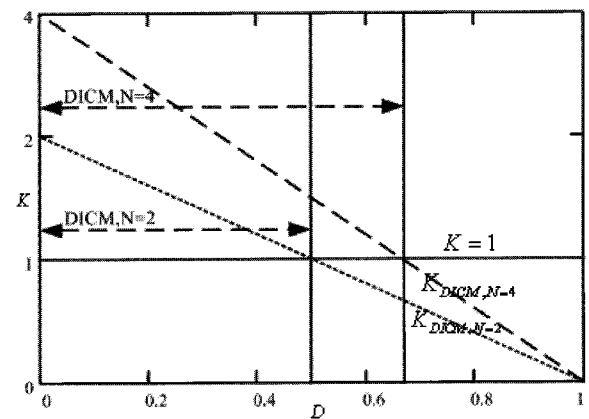


그림 5 다상 교호 강압컨버터의 $K_{crit,L}(D)$
Fig. 5 $K_{crit,L}(D)$ of multiphase IBC

듀티비 D 는 제어 가능한 변수지만 Q 는 상태 파라

미터에 의해 결정되는 변수이므로 불연속 조건을 구하기 위해 식 (20)을 식 (25)에 대입하면 다음과 같다.

$$D + \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{4K}{N}}}{2} < 1 \quad (26)$$

식 (26)을 불연속 모드 조건인 $K < K_{crit,L}(D)$ 의 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$K_{crit,L}(D) = (1-D)N \quad (27)$$

그림 5는 상수 증가에 따른 불연속 모드의 범위를 나타내고 있다. 상이 증가함에 따라 불연속 모드의 범위가 넓어지고 K 값의 선택 영역이 증가해 스위칭 주파수 및 인덕턴스 선택에 있어 보다 여유를 가지게 될 수 있다.

3. 소신호 교류 해석

소신호 모델을 구하기 위해서 각 상의 모든 파라미터는 동일하다고 가정한다. 식 (4), (5)의 평균 인덕터 상전류식과 평균 출력 전압식으로부터 각 항의 동작점에서 테일러 급수전개를 통해 고차항을 제거한 후 방정식을 선형화하면 전달함수를 구하기 위한 상태방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{B}}_d\tilde{d} + \tilde{\mathbf{B}}_v\tilde{v}_g + \tilde{\mathbf{B}}_o\tilde{i}_o \quad (28)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_1 \ \dots \ \tilde{i}_N \ \tilde{v}_o]$ 이다. 각 계수 행렬 $\tilde{\mathbf{A}}$, $\tilde{\mathbf{B}}_d$, $\tilde{\mathbf{B}}_v$, $\tilde{\mathbf{B}}_o$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{RK}{LD}\left(\frac{M}{1-M}\right) & 0 & \dots & 0 & -\frac{K}{NLD}\left(\frac{M}{1-M}\right) \\ 0 & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{RK}{LD}\left(\frac{M}{1-M}\right) & -\frac{K}{NLD}\left(\frac{M}{1-M}\right) \\ \frac{1}{C} & \dots & & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{B}}_d = \begin{bmatrix} -\frac{KV_g}{LD}\left(\frac{M}{1-M}\right) \\ \vdots \\ -\frac{KV_g}{LD}\left(\frac{M}{1-M}\right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_v = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ \vdots \\ \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_o = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

출력은 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{x}} \quad (29)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{E}} = [0 \ \dots \ 0 \ 1]$ 이고 $\tilde{\mathbf{y}}$ 는 출력 전압을 나타낸다. 따라서 제어-출력 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\substack{\tilde{v}_g=0 \\ i_{load}=0}} = \tilde{\mathbf{E}}(sI - \tilde{\mathbf{A}})^{-1}\tilde{\mathbf{B}}_d \quad (30)$$

응용 소프트웨어인 Mathematica[®]를 이용하여 식 (29)에 각 계수행렬을 대입하면 다음과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$G_{vd}(s) = \frac{3NRV_g(D^2(1-M) + KM^2)}{(1-M)(1+RCs)D^2LN_s + DKMR(3+N+RCN_s)} \quad (31)$$

라인-출력 전달함수 $G_{vg}(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_g(s)} \right|_{\substack{\tilde{d}=0 \\ i_{load}=0}} = \tilde{\mathbf{E}}(sI - \tilde{\mathbf{A}})^{-1}\tilde{\mathbf{B}}_v \quad (32)$$

위 식에 각 계수행렬을 대입하면 다음의 전달함수를 얻는다.

$$G_{vg}(s) = \frac{3D^2NR(1-M)}{(1-M)(1+RCs)DLN_s + KMR(3+N+RCN_s)} \quad (33)$$

출력 임피던스 전달함수 $Z_{out}(s)$ 는 다음과 같다.

$$Z_{out}(s) = \frac{-NR(KMR + (1-M)DL_s)}{(1-M)(1+RCs)DLN_s + KMR(3+N+RCN_s)} \quad (34)$$

그림 6은 Mathcad 프로그램을 이용한 상수 증가에 따른 각 전달 함수의 보드 선도이다. 제어-출력 전달 함수는 상의 수가 증가함에 따라 이득이 커지고 대역폭이 넓어진다. 라인-출력 전달함수는 상수의 증가에 따라 이득이 작아지므로 입력 전압 변동에 대한 시스템의 안정성이 상수 증가에 따라 좋아짐을 알 수 있다. 표 1은 상수 증가에 따른 소신호 응답 특성을 요약하였다. 제어-출력 전달함수는 상수 증가에 따라 전주파수 영역에서 빠른 동특성을 보이고 입력 변동에 따른 출력 전압의 변동도 상이 증가함에 따라 전주파수 영역에서 안정된 특성을 보이고 있다. 부하 변동에

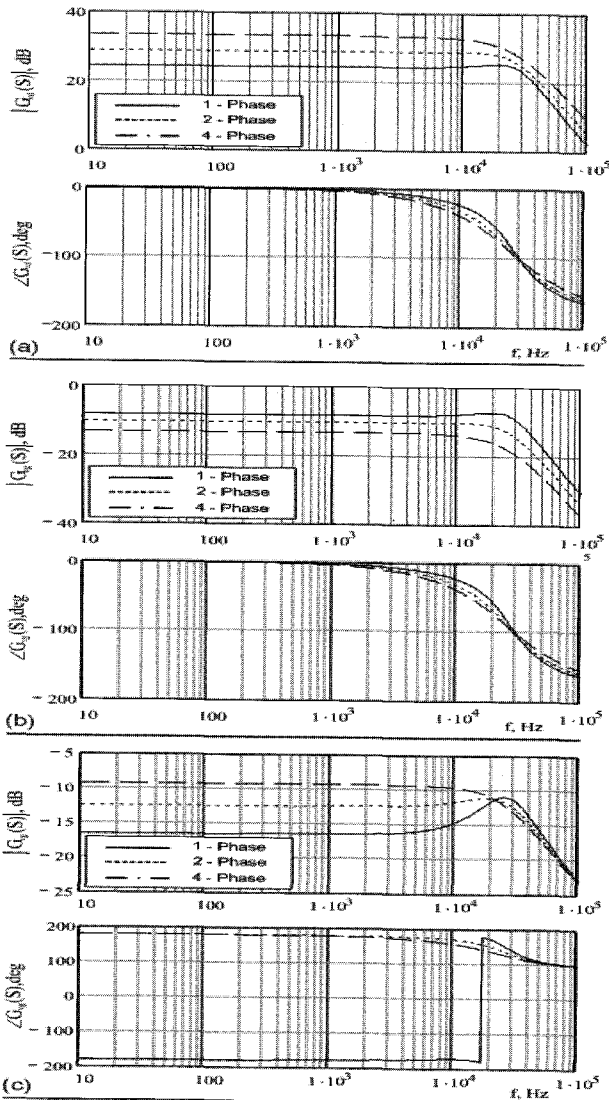


그림 6 상수 증가에 따른 전달함수 특성
 Fig. 6 Transfer function according to the number of phase (Mathcad results) : (a) control-to-output, (b) line-to-output, (c) output impedance

따른 동특성은 상이 증가할수록 저주파수, 중간 주파수 영역에서는 특성이 좋지 않지만 고 주파수 영역에서는 상수와 관계없이 비슷한 특성을 보이고 있다. 표 2는 각 전달함수에서 상수는 동일하게 두고 K 증가에 따른 소신호 응답 특성을 요약하였다. 제어-출력 전달함수는 K 값이 증가할수록 고주파수 영역에서 빠른 동특성을 보이지만 저주파수 및 중간 주파수 영역에서는 응답이 느려짐을 알 수 있다. 반면 라인 레귤레이션 및 부하 변동에 있어서 K 증가는 저주파수 및 중간 주파수 영역에서 좋은 특성을 보이고 있다.

표 1 상수 증가에 따른 소신호 응답 특성

Table 1 Small-signal characteristics with increasing N

Increase of N	low freq	middle freq	high freq
Control-to-output response	fast	fast	fast
Insensitivity to input variation	good	good	good
Insensitivity to load variation	bad	bad	similar

표 2 K 증가에 따른 소신호 응답 특성

Table 2 Small-signal characteristics with increasing K

Increase of K	low freq	middle freq	high freq
Control-to-output response	slow	slow	fast
Insensitivity to input variation	good	good	similar
Insensitivity to load variation	good	good	similar

표 3 시뮬레이션 사양

Table 3 Parameters for simulation

Parameter	value	Parameter	value
V_g	12[V]	$D_{1-phase}$	0.560
K	0.625	$D_{2-phase}$	0.395
r_k	0.02[Ω]	$D_{4-phase}$	0.280
f_s	30[kHz]	C	22[μF]
L	6.25[μH]	R	0.6[Ω]

표 4 실험 사양

Table 4 Parameters for experiment

Parameter	value	Parameter	value
Mosfet	FQP85N06	C	20[μF]
r_{on}	0.01[Ω]	R	0.6[Ω]
Diode	FR307	M_1	0.5
V_g	12[V]	M_2	0.33
K	0.625	$D_{1-phase}$	0.560(M=0.5)
r_c	0.4[Ω]	$D_{2-phase}$	0.395(M=0.5)
f_s	30[kHz]	$D_{4-phase}$	0.280(M=0.5)
L_1	6.39[μH]	r_1	0.028[Ω]
L_2	6.58[μH]	r_2	0.027[Ω]
L_3	6.57[μH]	r_3	0.028[Ω]
L_4	6.39[μH]	r_4	0.028[Ω]

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

정상상태 시뮬레이션 및 소신호 동특성 해석에 쓰인 파라미터는 표 3과 같고 실험에 쓰인 파라미터는 표 4와 같다. 그림 7과 8은 불연속 모드에서 동작하는 다상 교호 강압컨버터의 PSIM 프로그램을 이용한 정상상태 시뮬레이션 결과이다. 이론에서와 마찬가지로 상수의 증가는 직류 변환비를 증가시킴을 알 수 있다.

또한 시비율을 제외한 동일한 설계 사양에서 전류맥동 및 전압맥동이 2상에 비해 4상이 많이 감소했음을 보여준다.

그림 9는 순간적인 전압 변환비 변화에 따른 출력 전압, 상전류 및 입력 전류의 변화를 보인다. 작은 인덕턴스로 인해 상수에 따른 컨버터의 동특성 변화는 연속 모드에서 동작하는 경우에 비해 작다. 이론 해석과 동일하게 상수 증가에 따라 조금 빠른 동특성을 보이고 있다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 상수 증가에 따라 출력 전압, 상전류 및 입력 전류의 맥동이 줄어들고 있다. 또한 2상, 4상의 경우 입력 전류가 상전류에 중첩되어 나타나고 있고 4상의 경우는 연속 모드에서 동작하고 있다. 이는 입력단의 EMI 문제 해결에 도움을 주고 고조파 왜곡이 감소하여 효율 및 역률을 향상 시킨다. 그림 10은 순간적인 부하 변동에 따른 출력 전압, 상전류 및 입력 전류의 변화를 나타낸다. 제시한 이론과 일치함을 알 수 있다.

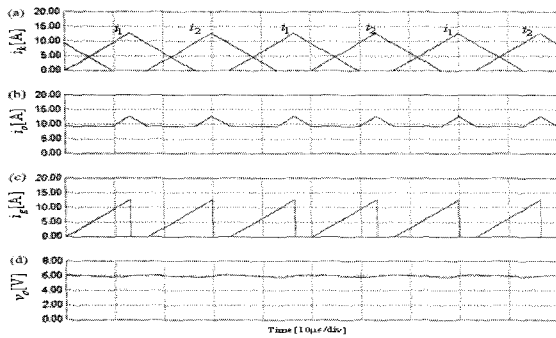


그림 7 정상상태 시뮬레이션 결과 (2-phase)
Fig. 7 Simulation results of 2-phase converter:
(a) phase currents, (b) output current, (c) input current, (d) output voltage

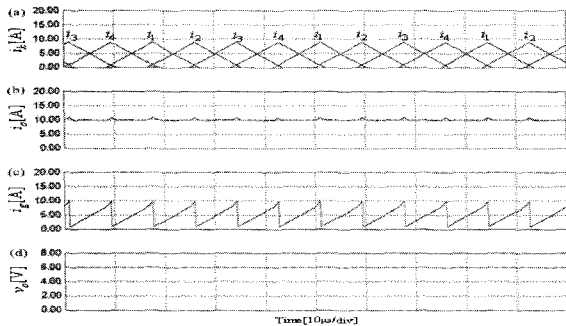


그림 8 정상상태 시뮬레이션 결과 (4-phase)
Fig. 8 Simulation results of 4-phase converter:
(a) phase currents, (b) output current, (c) input current, (d) output voltage

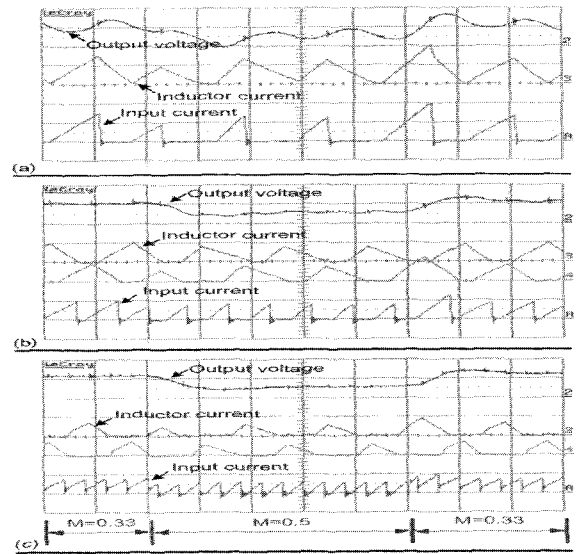


그림 9 제어-출력 전달함수 특성
Fig. 9 Control-to-output performance of IBC:
(a) single-phase, (b) two-phase, (c) four-phase (upper trace : output voltage-5[V/div], middle trace : inductor current-10[A/div], lower trace : input current-10[A/div], time/div : 20[µs])

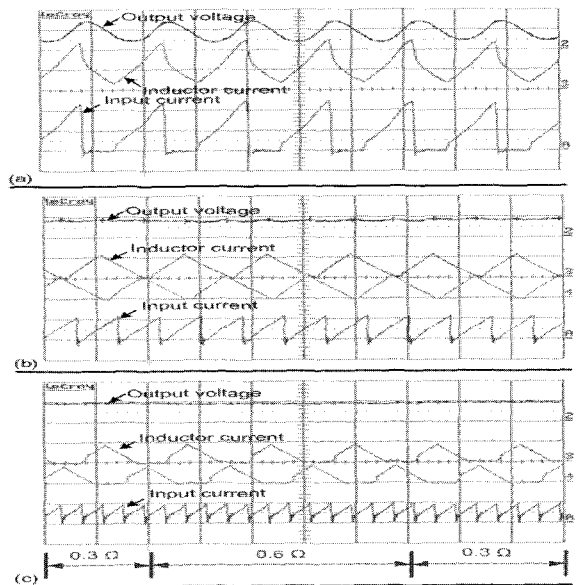


그림 10 출력 임피던스 전달함수 특성
Fig. 10 Output impedance performance of IBC:
(a) single-phase, (b) two-phase, (c) four-phase (upper trace : output voltage-5[V/div], middle trace : inductor current-10[A/div], lower trace : input current-10[A/div], time/div : 20[µs])

5. 결 론

본 논문에서는 불연속 인덕터 전류모드에서 동작하는 다상 교호 강압 컨버터의 정상상태 해석 및 소신호 모델을 유도하여 일반화된 식을 제시하였다. 상의 수와 K 증가에 따른 컨버터의 특성 변화를 살펴보고 소신호 해석에 따른 다상 교호 강압컨버터의 동특성 및 전달함수 특성 변화를 조사하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이론의 타당성을 검증하였고 결과적으로 주파수의 증가 없이 수동소자의 크기를 줄임으로써 스위칭 손실의 감소를 통한 효율 증대를 기대할 수 있다. 제시한 정상 상태 모델 및 소신호 모델은 불연속 모드에서의 다상 교호 강압컨버터 설계시 많은 도움이 되리라 생각한다.

본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] Panov, Y. and Jovanović, M.M. "Stability and Dynamic Performance of Current-Sharing Control for Paralleled Voltage Regulator Modules", IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 17, No. 2, March 2002

[2] Zhang, M.T., Jovanović, M.M. and Lee, F.C. "Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, July 1998

[3] Shin, H.B., Park, J.G, Chang, S.D., and Choi, H.C. "Generalized Analysis of Multi-phase Interleaved Boost Converter". International Journal of Electronics. Vol. 92, No. 1, January 2005.

[4] S.D. Chang., H.B. Shin., H.W.Lee., "The Steady-State Characteristics of Multi-Phase Interleaved Buck Converter in Discontinuous Inductor Current Mode". 전력전자학회, 2004년 ICPE논문집, pp. 606-610, October 2004

[5] Shin, H.B., Jang, E.S, Park, J.K., Lee, H.W. and T.A. Lipo. "Small-signal Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor". IEE Proc.-Electr. Power Appl, Vol. 152, No. 5, September 2005

[6] Chen, C.H. and Pong, M.H. "Input Current Analysis of Interleaved Boost Converter Operating in Discontinuous-Inductor-Current Mode", PESC'97. Vol. 1, 1997

[7] Barbosa, P., Canales, F., Crebier, J.C. and Lee, F.C. .

"Interleaved Three-Phase Boost Rectifiers Operated in the Discontinuous Conduction Mode : Analysis, Design Considerations and Experimentation", IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 16, No. 5, September 2001

[8] Jung, Y.S., Kang, J.I., Choi, H.C. and Youn, M.J., "전류모드 제어의 소신호 모델링". 전력전자학회논문지, 제3권 4호, pp. 338-345, December 1998

[9] C. Sudhakarababu and Mummadi Veerachary, "DSP Based Control of Interleaved Boost Converter". 전력전자학회, Journal of Power Electronics, 제5권 3호, July 2005

[10] Garcerá, G., "Small-signal Modelling and Anaylsis of Multi-module Parallel Converter Systems by means of PSPICE", ISIE'99. : 232-236, 1999

[11] Sun, J., Mitchell, D.M., Greuel, M.F., Krein, G.P. and Bass, R.M. "Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode". Proceedings of the IEEE. Vol. 16, No. 4, July 2001

저 자 소 개



장은승(張殷丞)

1978년 11월 1일생. 2004년 경상대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



신휘범(慎輝範)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 한국과학기술원 전기및전자공학과 대학원 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학). 1990년~1993년 현대전자(주) 선임연구원. 2000년~2002년 미국 University of Wisconsin-Madison 방문교수. 1993년~현재 경상대 전기전자공학부 교수. 당 학회 평의원.