

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

張 殷 丞* · 鄭 世 教** · 愼 禪 範†

(Eun-Sung Jang · Se-Kyo Chung · Hwi-Beom Shin)

Abstract - This paper presents the generalized and explicit expressions for evaluating the performance of the multi-phase interleaved boost 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 boost 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, 승압형의 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 출력전류맥동의 감소효과를 가져와 인덕터 및 커패시터의 크기를 작게 하여 전원장치를 소형·경량화 할 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 시스템의 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.

불연속 전류 모드에서 동작하는 승압 컨버터는 대다수 저전력의 역률보상(power factor correction) 회로에 사용되고 있다. 입력 전류의 피크값이 입력 전압을 추종하기 때문에

입력 전류의 평균값이 그대로 정현파가 되어 전류 제어가 필요 없는 간단한 제어성이 장점인데 반해 수반되는 펄스성 입력 전류는 입력 필터 설계를 어렵게 하고 소자에 무리를 주게 되어 산업체에서 주로 이용하는 고전력 시스템에서는 사용이 제한적이다.^[3,4] 이에 앞서 언급한 다상 교호 기법의 적용은 저전력 용도로만 제한적으로 사용되는 문제를 해결할 수 있다. 하지만 다상 교호 기법의 적용은 인덕터 및 소자의 증가로 인해 회로의 크기가 늘어나는 단점이 있다. 이에 불연속 모드 운행은 전원 회로의 가장 큰 면적을 차지하고 있는 인덕터의 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다.

현재까지 연속 전류 모드에서 강압·승압형 다상 교호 컨버터의 평균상태방정식, 정상상태해석, 출력전류·전압맥동, 효율 등의 특성에 대해 많은 연구가 이루어졌고,^[1~7] 불연속 모드의 경우 2~3상 교호 승압컨버터의 역률 및 입력전류맥동에 대한 조사가 이루어졌지만 특성에 대한 일반적이고 해석적인 수식은 제시되어 있지 않다. 또한 안정된 전원공급을 위해 제어기 설계가 필수적이므로 다상 교호 컨버터의 동특성을 파악할 수 있는 소신호 모델이 필요하다. 다상 교호 승압 컨버터의 경우 인덕터 커플링 방법에 따른 연속 모드에서의 소신호 모델은 제시되어 있지만 불연속 모드 운행의 경우 아직 제시되어 있지 않다.^[8]

따라서, 본 논문에서는 불연속 인덕터 전류모드에서의 다상 교호 승압컨버터의 평균 상태방정식을 유도하고, 이를 통해 정상상태에서의 인덕터 전류 및 출력 전압에 대한 일반화된 이론적인 표현식을 유도하여 다상 교호 승압컨버터의 전압 변환비, 불연속 모드와 연속 입력 전류 모드 조건, 효율에 대한 식을 유도하고 특징에 대해서 조사한다. 그리고 소신호 해석을 통한 전달 함수를 산출하여 컨버터의 동특성을 해석한다.

* 正 會 員 : 慶尙大學 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 慶尙大學 電氣電子工學部 助教授 · 工博

† 교신저자, 正會員 : 慶尙大學 電氣電子工學部 教授 · 工博

E-mail : hbshin@gsnu.ac.kr

接受日字 : 2007年 1月 3日

最終完了 : 2007年 3月 8日

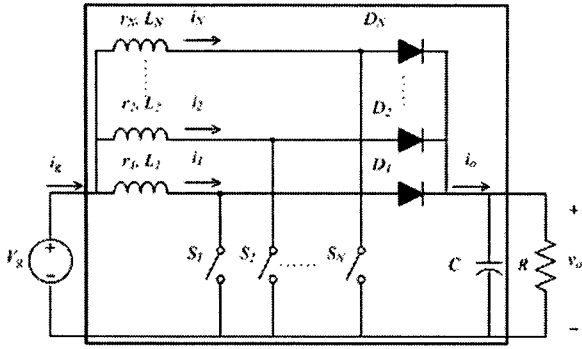


그림 1 다상 교호 승압컨버터
Fig. 1 A multi-phase interleaved boost converter

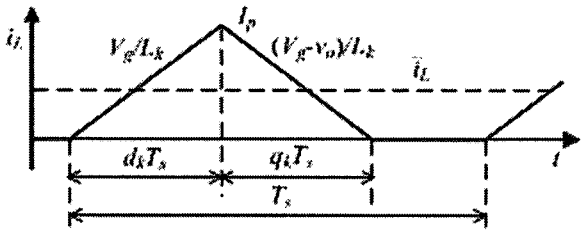


그림 2 불연속 모드에서의 인덕터 상전류
Fig. 2 Inductor current operating in DICM

2. 다상 교호 승압컨버터의 평균 상태공간 모델링

2.1 평균 상태공간 모델링

그림 1은 다상 교호 승압컨버터를 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) $(k-1)T_s/N \leq t < (k-1)T_s/N + d_k T_s$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{-r_k i_k + V_g}{L_k}, \quad \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC} \quad (1)$$

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

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{-r_k i_k + V_g - v_o}{L_k}, \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{ON\ switch} i_j - \frac{v_o}{RC} \quad (2)$$

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

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

여기서 $k=1, 2, \dots, N$

N : 상수, L_k : k상 인덕턴스, d_k : k상 시비를

q_k : k상 전류 감소 구간, V_g : 입력 전압

v_o : 출력 전압, r_k : k상 인덕터 권선저항

참고 문헌 [9]에 따른 불연속 모드에서의 평균 상태공간 모델링 기법에 따라 식 (1)~(3)을 정리하면 평균 인덕터 상전류와 평균 출력 전압은 다음과 같이 나타난다.

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

$$\frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{j=1}^N \frac{q_j}{d_j + q_j} \bar{i}_j - \frac{\bar{v}_o}{RC} \quad (5)$$

여기서 $k=1, 2, \dots, N$ 이다. 그림 2는 불연속 모드에서의 인덕터 상전류를 나타내고 있다. $d_k T_s$ 동안 인덕터 전류는 증가하며 이 구간 동안의 기울기는 V_g/L_k 이고, $q_k T_s$ 동안의 인덕터 전류 기울기는 $(V_g - v_o)/L_k$ 이다. 따라서 이 구간동안 평균 상전류는 다음과 같다.

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

식 (6)을 q_k 에 관해 정리하면 다음과 같다.

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

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

$$\frac{d\bar{i}_k}{dt} = -\left\{ \frac{r_k}{L_k} + \frac{2}{d_k T_s} \left(\frac{\bar{v}_o}{V_g} - 1 \right) \right\} \bar{i}_k + \frac{d_k}{L_k} \bar{v}_o \quad (8)$$

$$\frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{j=1}^N \left(\bar{i}_j - \frac{T_s V_g d_j^2}{2L_j} \right) - \frac{\bar{v}_o}{RC} \quad (9)$$

2.2 정상 상태 해석

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

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

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

여기서 $\Delta_N = \frac{1}{R} + \sum_{j=1}^N \frac{Q_j^2}{r_j (D_j + Q_j)}$, $k=1, 2, \dots, N$ 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.

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

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

여기서 K_k 는 불연속 모드에서 동작하는 다상 교호 승압컨버터의 특성을 결정하는 중요한 파라미터이며 부하와 주기가 일정할 때 K_k 와 인덕턴스는 비례관계를 가진다.

만약 다상 교호 승압컨버터가 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.

$$M = \frac{NQ}{r\Delta} = \frac{NDQ}{K} \quad (14)$$

$$I_k = \frac{V_g}{r\Delta} \cdot \frac{(D+Q)}{R} = \frac{V_g}{RN} \left(\frac{ND^2}{K} + M \right) \quad (15)$$

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

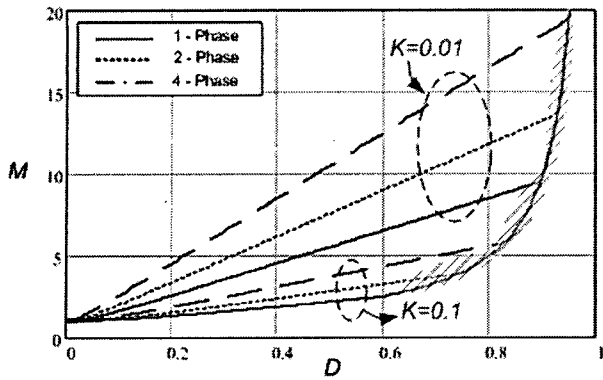


그림 3 상수 증가에 따른 전압 변환비
Fig. 3 Voltage conversion ratios in DICM ($r=0$)

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

$$NQ^2 - \left(\frac{K}{D} - \frac{r}{R}\right)(D+Q) = 0 \quad (17)$$

$$Q = \frac{K}{2ND} \left\{ \delta + \sqrt{\delta^2 + \frac{4ND^2}{K}} \right\} \quad (18)$$

여기서 $\delta = 1 - \frac{rD}{RK}$ 이다. 식 (18)을 식 (14)에 대입하여 Q 를 제거한 전압 변환비 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = \frac{1}{2} \left\{ \delta + \sqrt{\delta^2 + \frac{4ND^2}{K}} \right\} \quad (19)$$

인덕터의 권선저항을 무시하면 식 (18), (19)는 다음과 같다.

$$Q = \frac{K}{2ND} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4ND^2}{K}} \right) \quad (20)$$

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

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

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

위 식으로부터 인덕터, 저항, 주기의 관계식인 K 와 전압 변환비, 상수가 주어질 때 듀티비를 결정할 수 있다. 그림 3은 상수 증가에 따른 이상적인 경우($r=0$)의 전압 변환비를 보여준다. 사선으로 표시한 영역은 연속 모드 운행으로 수렴하는 구간이다. 상수의 증가는 불연속 모드 범위를 넓게 하고 듀티비 변화에 대한 출력 전압의 변화를 크게 한다. 반면 K 의 증가는 상수 증가와는 달리 불연속 모드 범위를 축소한다.

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 승압컨버터의 효율은 다음과 같다.

$$\eta = \frac{V_o^2/R}{V_g I_g} = \frac{NDQ^2}{K(D+Q)} = 1 - \frac{rD}{RK} = \delta \quad (24)$$

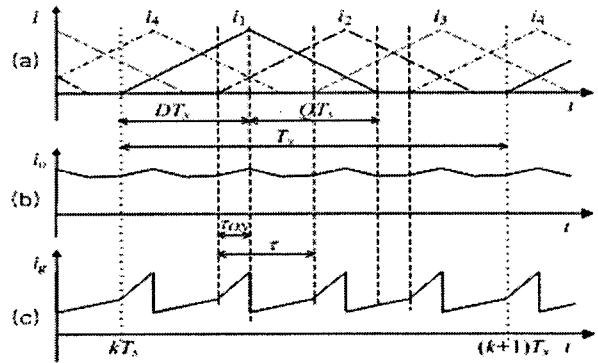


그림 4 4상 교호 승압컨버터의 전류 파형
Fig. 4 Current waveforms of 4-phase IBC in DICM : (a) inductor current, (b) output current, (c) input current ($r=0$)

2.3 불연속 모드 조건

다상 교호 승압컨버터의 불연속 모드 영역을 구하기 위해서는 다음을 가정한다.

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

그림 4에서는 4상 교호 승압컨버터의 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.

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

듀티비 D 는 제어 가능한 변수지만 Q 는 상태 파라미터에 의해 결정되는 변수이므로 불연속 조건을 구하기 위해 식 (20)을 식 (25)에 대입하면 다음과 같다.

$$D + \frac{K}{2ND} \left\{ \delta + \sqrt{\delta^2 + \frac{4ND^2}{K}} \right\} < 1 \quad (26)$$

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

$$K_{crit,L}(D) = \frac{ND(1-D)^2}{\delta} \approx ND(1-D)^2 \quad (27)$$

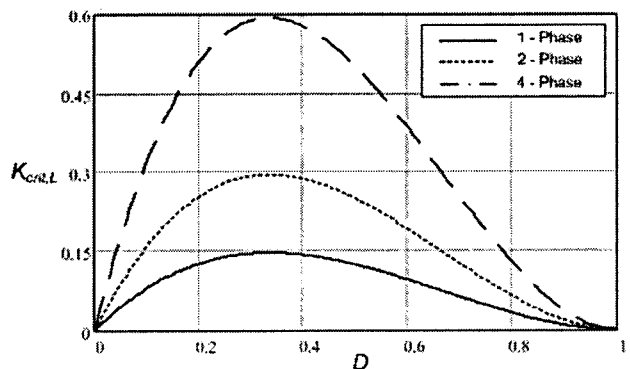


그림 5 다상 교호 승압컨버터의 $K_{crit,L}(D)$
Fig. 5 $K_{crit,L}(D)$ of multiphase IBC

그림 5는 듀티비에 따른 $K_{crit,L}(D)$ 을 나타내었고, 상수에 관계없이 듀티비가 1/3에서 가장 큰값을 가짐을 알 수 있다. 그때의 최대값은 다음과 같다.

$$K_{crit,L,max} = \frac{4}{27}N \quad (28)$$

단상 승압 컨버터의 불연속 모드 운행에서 입력 전류는 인덕터 전류와 동일하여 항상 불연속이 된다. 반면 다상 IBC의 경우 입력 전류는 능동스위치가 켜질 때 흐르는 전류들의 합이므로 입력 전류를 중첩시켜 연속으로 할 수 있다. 따라서 입력전류가 연속이기 위한 조건은 다음과 같다.

$$D+Q > \frac{1}{N} \quad (29)$$

Q에 관한 식 (18)을 위식에 대입하여 정리하면 연속 입력 전류(continuous input current mode)조건은 다음과 같다.

$$K > K_{crit,input}(D) \quad (30)$$

따라서 $K_{crit,input}(D) = \frac{D(1-ND)^2}{\delta} \approx D(1-ND)^2$ 이다.

3. 소신호 교류 해석

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

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}_d\tilde{d} + \tilde{B}_v\tilde{v}_g + \tilde{B}_o\tilde{i}_o \quad (31)$$

여기서 $\tilde{x} = [i_1 \dots i_N \tilde{v}_o]$ 이다. 각 계수 행렬 \tilde{A} , \tilde{B}_d , \tilde{B}_v , \tilde{B}_o 를 구하면 다음과 같다.

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} \frac{r+RK(M-1)/D}{L} & 0 & \dots & 0 & -\frac{KM}{NLD} \\ 0 & \ddots & & \vdots & \vdots \\ \vdots & & & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{r+RK(M-1)/D}{L} & -\frac{KM}{NLD} \\ \frac{1}{C} & \dots & & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \left\{ \left(2 - \frac{r}{NRD} \right) M - \frac{rD}{RK} \right\} \\ \vdots \\ \frac{V_g}{L} \left\{ \left(2 - \frac{r}{NRD} \right) M - \frac{rD}{RK} \right\} \\ -\frac{2NDV_g}{KRC} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{B}_v = \begin{bmatrix} \left(\frac{K\delta}{NLD} + \frac{D}{L} \right) M + \frac{D\delta}{L} \\ \vdots \\ \left(\frac{K\delta}{NLD} + \frac{D}{L} \right) M + \frac{D\delta}{L} \\ -\frac{ND^2}{KRC} \end{bmatrix}, \quad \tilde{B}_o = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

출력은 다음과 같다.

$$\tilde{y} = \tilde{E}\tilde{x} \quad (32)$$

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

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\substack{\tilde{v}_g=0 \\ \tilde{i}_o=0}} = \tilde{E}(sI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}_d \quad (33)$$

응용 소프트웨어인 Mathematica[®]를 이용하여 식 (32)에 각 계수행렬을 대입하면 다음과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$G_{vd}(s) = \frac{-2NDV_g [KR\{M(N-3)-N\}-DLNs]}{K\{DLNs(1+RCs)-KR\{N(1+RCs)-M(3+N+RCNs)\}} \quad (34)$$

라인-출력 전달함수 $G_{vg}(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_g(s)} \right|_{\substack{\tilde{d}=0 \\ \tilde{i}_o=0}} = \tilde{E}(sI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}_v \quad (35)$$

위 식에 각 계수행렬을 대입하면 다음의 전달함수를 얻는다.

$$G_{vg}(s) = \frac{3K^2MR + D^2KNR\{3-M(N-3)+N\} - D^3LN^2s}{K\{DLNs(1+RCs)-KR\{N(1+RCs)-M(3+N+RCNs)\}} \quad (36)$$

출력 임피던스 전달함수 $Z_{out}(s)$ 는 다음과 같다.

$$Z_{out}(s) = \frac{-NR\{KR(M-1)+DLs\}}{DLNs(1+RCs)-KR\{N(1+RCs)-M(3+N+RCNs)\}} \quad (37)$$

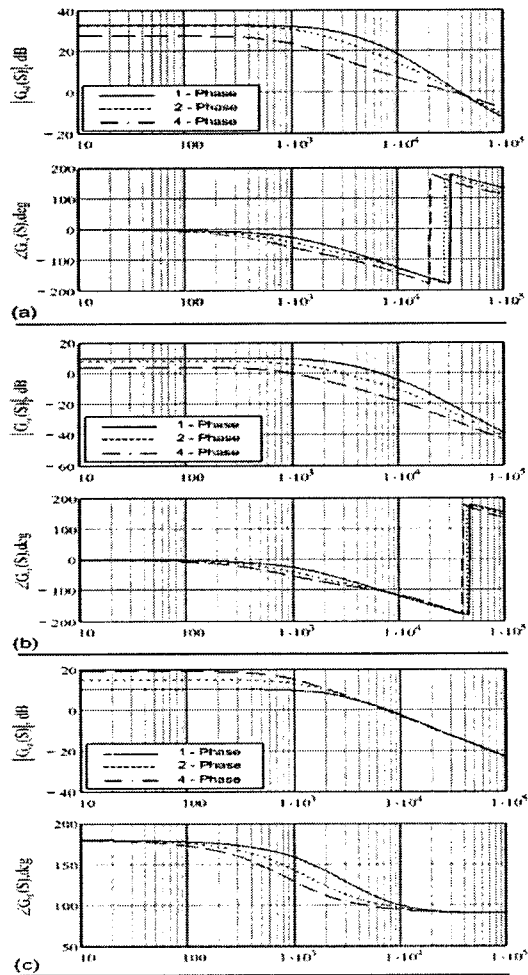


그림 6 상수 증가에 따른 전달함수 특성

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

표 1 상수 증가에 따른 소신호 응답 특성

Table 1 Small-signal characteristics according to increase of N

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

표 2 K 증가에 따른 소신호 응답 특성

Table 2 Small-signal characteristics according to increase of K

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

그림 6은 Mathcad 프로그램을 이용한 상수 증가에 따른 각 전달 함수의 보드 선도이다. 제어-출력 전달함수의 경우 저주파수 영역에서는 단상과 2상의 경우 같은 특성을 보이고 있고 4상의 경우 상대적으로 낮은 이득을 보이고 있다. 중간 주파수 영역에서는 상수의 증가에 따라 이득이 감소하고 고주파수 영역에서는 상수에 관계없이 동일한 특성을 보이고 있다.

라인-출력 전달함수는 전영역대에 걸쳐 상의 수가 증가함에 따라 이득이 작아지므로 입력 전압 변동에 대한 시스템의 안정성은 상수 증가에 따라 좋아짐을 알 수 있다. 출력 임피던스는 저주파수 영역에서만 상수 증가에 따라 이득이 커지지만 중간 주파수 영역 이후에서는 상수에 관계없이 비슷한 특성을 보이고 있다.

표 1은 상수 증가에 따른 소신호 응답 특성을 요약하였다. 제어-출력 전달함수는 상이 증가할수록 저주파수, 중간 주파수 영역에서는 느린 동특성을 보이지만 고주파수 영역에서는 상수와 관계없이 비슷한 특성을 보이고 있다. 입력 변동에 따른 출력 전압의 변동은 상이 증가함에 따라 전주파수 영역에서 안정된 특성을 보이고 있고 부하 변동에 따른 동특성은 저주파수 영역에서는 상이 증가할수록 특성이 좋지 않지만 중간 주파수 영역 이후에서는 상수와 관계없이 동일한 특성을 보이고 있다.

표 2는 각 전달함수에서 상수는 동일하게 두고 K 증가에 따른 소신호 응답 특성을 요약하였다. 제어-출력 응답은 K 가 증가할수록 전영역대의 주파수에서 느린 응답을 보인다. 반면 라인 레귤레이션은 K 증가에 따라 좋은 특성을 보이고 있다. 그리고 부하 변동 측면에서 K 증가는 시스템에 영향을 미치지 않는다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

정상상태 시뮬레이션 및 소신호 동특성 해석에 쓰인 파라미터는 표 3과 같고 실험에 쓰인 파라미터는 표 4와 같다.

표 3 시뮬레이션 사양

Table 3 Parameter for simulation

Parameter	value	Parameter	value
V_g	7[V]	$D_{1-phase}$	0.467
K	0.109	$D_{2-phase}$	0.330
r_k	0[Ω]	$D_{4-phase}$	0.233
f_s	20[kHz]	C	23[μF]
L	60[μH]	R	22[Ω]

표 4 실험 사양

Table 4 Parameter for experimental

Parameter	value	Parameter	value
Mosfet	FQP85N06	C	23[μF]
r_{on}	0.01[Ω]	R	22[Ω]
Diode	FR307	r_c	0.4[Ω]
V_g	7[V]	M_1	2
f_s	20[kHz]	M_2	1.4
$K_{1-phase}$	0.116	$D_{1-phase}$	0.494(M=2)
$K_{2-phase}$	0.113	$D_{2-phase}$	0.342(M=2)
$K_{4-phase}$	0.114	$D_{4-phase}$	0.242(M=2)
L_1	63.57[μH]	r_1	0.126[Ω]
L_2	63.15[μH]	r_2	0.128[Ω]
L_3	61.24[μH]	r_3	0.127[Ω]
L_4	61.89[μH]	r_4	0.124[Ω]

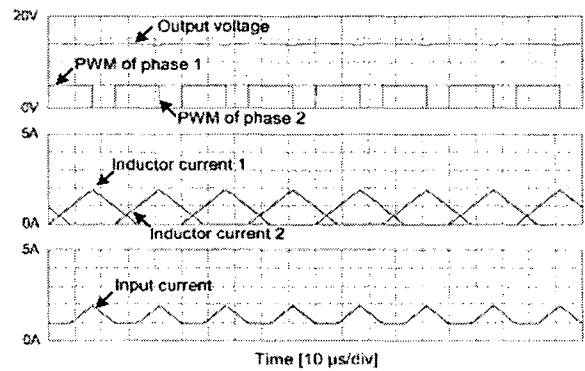


그림 7 정상상태 시뮬레이션 결과 (2-phase)
Fig. 7 Simulation results of 2-phase converter

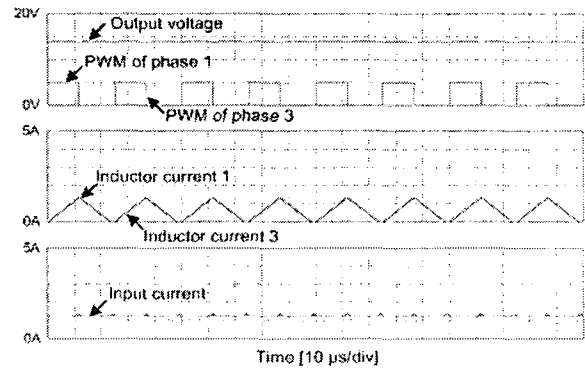


그림 8 정상상태 시뮬레이션 결과 (4-phase)
Fig. 8 Simulation results of 4-phase converter

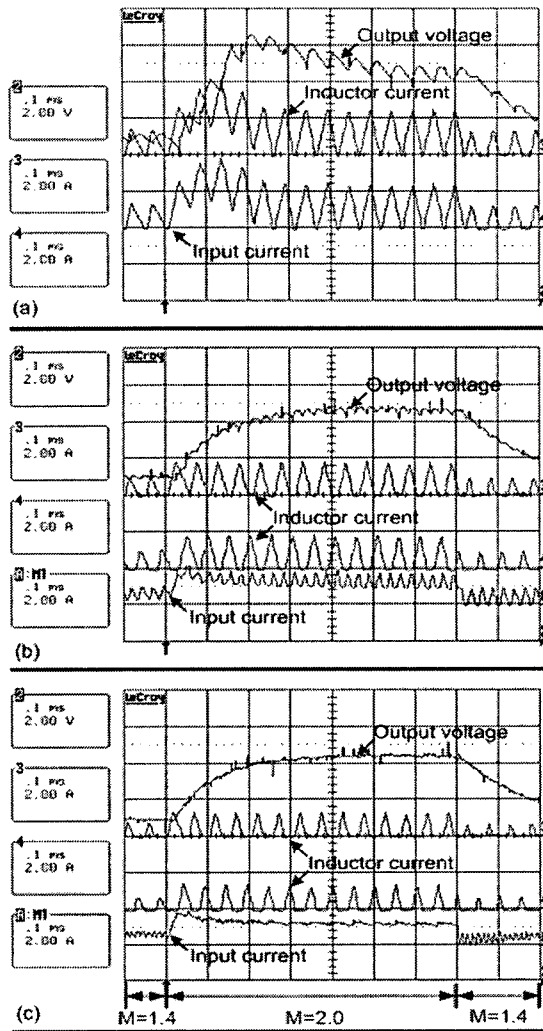


그림 9 제어-출력 전달함수 특성
 Fig. 9 Control-to-output performance of IBC :
 (a) single-phase, (b) two-phase, (c) four-phase

그림 7과 8은 불연속 모드에서 동작하는 다상 교호 승압 컨버터의 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. 0~0.1 ms 구간의 M 은 1.4 [$V_{out} = 9.8 V$]이고 0.1~0.8 ms 구간의 M 은 2 [$V_{out} = 14 V$], 0.8~1.0 ms 구간의 M 은 다시 1.4이다. 출력 전압 14[V]에 도달하는 시간이 단상의 경우 0.2 ms, 2상은 0.35 ms, 4상은 4.5 ms의 시간이 소요된다. 그림 6(a)의 이론 해석과 동일하게 상수 증가에 따라 느린 제어-출력 동특성을 보이고 있다. 또한 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 상수 증가에 따라 출력 전압, 상전류 및 입력 전류의 맥동이 줄어들고 있다. 2상, 4상의 경우 입력 전류가 상전류에 중첩되어 나타나고 있고 연속 입력 전류모드에서 동작하고 있다. 이는 입력단의 EMI 문제 해결에 도움을 주고 고조파 왜곡이 감소하여 효율 및 역률을 향상 시킨다. 그림 10은 순간적인 부하 변동

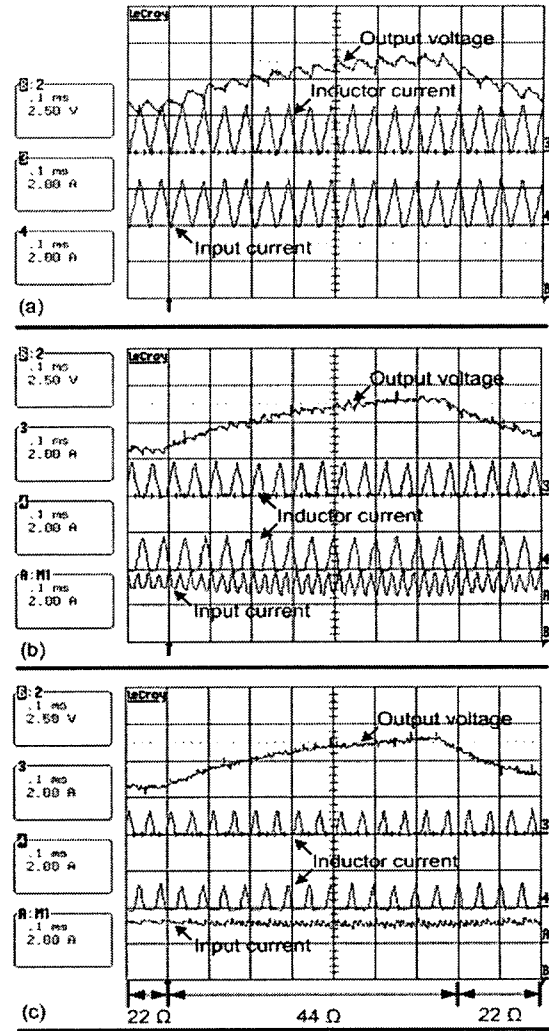


그림 10 출력 임피던스 전달함수 특성
 Fig. 10 Output impedance performance of IBC :
 (a) single-phase, (b) two-phase, (c) four-phase

에 따른 출력 전압, 상전류 및 입력 전류의 변화를 나타낸다. 상의 수가 바뀌어도 출력 전압 변동의 차이가 없다. 제시한 이론과 일치함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 불연속 인덕터 전류모드에서 동작하는 다상 교호 승압 컨버터의 정상상태 해석 및 소신호 모델을 유도하여 일반화된 식을 제시하였다. 상수와 K 증가에 따른 컨버터의 특성 변화를 살펴보고 소신호 해석에 따른 다상 교호 승압컨버터의 동특성 및 전달함수 특성 변화를 조사하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이론의 타당성을 검증하였고 결과적으로 주파수의 증가 없이 수동소자의 크기를 줄임으로 스위칭 손실의 감소를 통한 효율 증대를 기대할 수 있다.

제시한 정상 상태 모델 및 소신호 모델은 불연속 모드에서의 다상 교호 승압컨버터 설계시 많은 도움이 되리라 생각한다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원사업의 지원에 의하여 수행된 연구결과입니다.

참고 문헌

- [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] 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
- [4] Heo, T.W., Son, Y.D. and Santi, E. "Analysis of the Interleaved Type Power Factor Correction(PFC) Converter in Discontinuous Current Mode", IEEE Industrial Electronics Society. 30th Annual Conference. 2004
- [5] 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
- [6] Garcerá, G., "Small-signal Modelling and Anaylsis of Multi-module Parallel Converter Systems by means of PSPICE", ISIE'99. : 232-236, 1999
- [7] 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.
- [8] 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
- [9] 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.

Tel : 055-751-5348

Fax : 055-759-2723

E-mail : esun10@gmail.com



정세교 (鄭世敎)

1966년 11월 26일생. 1989년 경북대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 경상대 전기전자공학부 부교수 및 공학연구원 연구원. 1999년 12월~2000년 2월 일본 큐슈공업대 객원교수. 2002년 2월~2003년 2월 미국 Texas A&M대학 Visiting Scholar.

Tel : 055-751-5371

Fax : 055-757-3974

E-mail : skchung@gnsu.ac.kr



신희범 (愼輝範)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 한국과학기술원 전기및전자공학과 대학원 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1990년~1993년 현대전자(주) 선임연구원. 2000년~2002년 미국 University of Wisconsin-Madison 방문교수. 1993년~현재 경상대학교 전기전자공학부 정교수.

Tel : 055-751-5348

Fax : 055-759-2723

E-mail : hbshin@gnsu.ac.kr