N상 Interleaved Boost 컨버터의 정상상태 특성 해석

論 文
53B-3-9

Steady-State Analysis of N-phase Interleaved Boost Converter

朴 鍾 圭* · 張 成 東* · 愼 輝 範** · 金 興 根***
(Jong-Gyu Park · Sung-Dong Chang · Hwi-Beom Shin · Heung-Geun Kim)

Abstract - Although many papers about the interleaved boost converter(IBC) have been published, there are, unfortunately, no analytical and rigorous expressions for steady-state operation of the N-phase IBC. To understand the operating characteristics of the N-phase IBC, the averaged state equation and the general steady-state solutions are derived in this paper. The general expressions of the current unbalance due to the parameter mismatch, the inductor and input current ripples, and the output voltage ripple are also presented. Through the analytical expressions presented, the steady-state characteristics of the N-phase IBC are analyzed theoretically and verified experimentally.

Key Words : Interleaved boost converter, 맥동전류, 맥동전압, 상상태 해석, 연속전류모드

1. 서 론

최근 전력전자 시스템의 신뢰성 및 효율 등을 향상시키기 위해 여러개의 같은 컨버터를 병렬로 연결한 interleaved boost converter(IBC)에 대한 연구가 활발하게 이루어 지고 있다[1-6]. IBC는 전력용량이 증가하고, 입력과 출력 전류에 맥동 즉, 고조파가 감소하고, 전력밀도를 증가할 수 있는 장점을 지닌다. 그러나 인덕터와 능동 스위치 등 소자의 수가 증가하여 상태 변수 및 제어 입력의 차수가 높아져 모델링, 정상상태 또는 과도상태 특성 해석이 더욱 복잡해진다.

N상 IBC에 대한 signal flow graph를 이용한 모델링 기법이 제시되었다[2]. 이 방법은 상태 변수간의 인과관계를 이해하는데 유용하나 전류 불평형 등 정상상태 해석이 매우 복잡하고 난해하다. 또한, N개의 능동 스위치를 제어하기 위한 게이트 신호의 패턴이 매우 제한적이다. 2상 IBC에 대해 인덕터 전류 및 커패시터 전압의 정상상태의 값, 인덕터 및 입력 전류 맥동에 관한 표현식이 제시되었다[3,4]. 2상 IBC에 대한 출력 또는 입력 전류 맥동에 관한 표현식을 제시하여 상수를 증가시켜 맥동을 상당히 감소시킬 수 있음을 보였다[5,6]. 그러나, 상의 수가 증가하면 정상상태의 주요 파라미터를 다시 구해야하며, 이는 매우 지겹고 오류를 범하기 쉬운 작업이다. IBC에 관한 많은 논문이 제시되었음에도 불구하고 N상 IBC에 대한 평균 상태방정식 및 정상상태 특성 즉, 전류 및 전압의 정상상태 값, 전류 및 전압 맥동, 파라미터 불일치에 의한 전류 불평형 등에 대한 일반적이고 해석적인 수학적 표현식이 아직 제시되어 있지 않다.

따라서, 본 논문에서는 연속 전류모드에서 동작하는 N상 IBC의 평균 상태방정식을 유도하고, 이를 통해 정상상태에서의 인덕터 전류 및 출력 전압에 대한 일반화된 이론적인 표현식을 유도하고, 인덕터 및 입력 전류 맥동을 구한다. 또한, 인덕터 저항과 듀티비 불일치에 의한 상 간의 전류 불평형 문제를 해석하고, 또한, 출력 전압 맥동에 관한 일반화된 표현식을 유도한다. 또한, 실험을 통하여 분석한 결과의 타당성을 보인다.

2. N상 IBC의 평균 상태방정식

그림 1은 N상 IBC를 나타낸다. 각 상은 인덕터, 능동 스위치와 다이오드로 구성되고, 능동 스위치는 PWM(Pulse

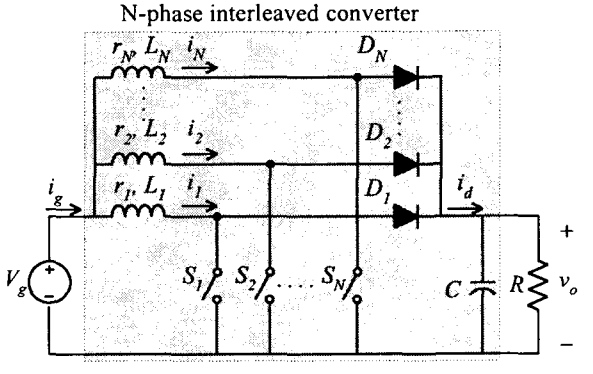

그림 1 N상 interleaved boost converter
Fig. 1 N-phase interleaved boost converter

* 正 會 員 : 慶尙大 工大 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 慶尙大 工大 電氣工學科 副敎授 · 工博
*** 正 會 員 : 慶北大 工大 電子電氣工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 2003年 9月 18日
最終完了 : 2004年 1月 15日

고 S_1, S_2,$\cdots$,S_N의 순서로 ON/OFF된다. 각 상의 인덕터 전류는 연속전류모드에서 동작한다고 가정한다. k번째 상의 인덕터 전류를 지배하는 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{L_k}(-r_k i_k - s_k' v_o + V_g) \tag{1}$$

여기서, $s_k' = 1 - s_k$, $k = 1, \cdots, N$이고

L_k : k번째 상의 인덕턴스

r_k : k번째 상의 인덕턴스 저항

s_k : k번째 상의 능동 스위치 제어신호

V_g: 입력 전압

v_o : 출력 전압

s_k가 1이면 능동스위치 S_k는 ON이 되고, s_k가 0이면 S_k는 OFF가 됨을 나타낸다. 커패시터 출력 전압은 다음 방정식을 따른다.

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}\left(\sum_{j=1}^{N} s_j' i_j - \frac{v_o}{R}\right) \tag{2}$$

여기서, R과 C는 부하 저항과 출력 필터 커패시턴스를 각각 나타낸다. 식 (1)과 (2)로부터 N상 IBC의 동특성은 다음과 같은 비선형 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{3}$$

여기서,

$$x^T = [i_1 \ i_2 \ \cdots \ i_N \ v_o]$$

$$B^T = \left[\frac{1}{L_1} \ \frac{1}{L_2} \ \cdots \ \frac{1}{L_N} \ 0\right], \ u = V_g$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \cdots & 0 & -\frac{s_1'}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & \cdots & 0 & -\frac{s_2'}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & -\frac{r_N}{L_N} & -\frac{s_N'}{L_N} \\ \frac{s_1'}{C} & \frac{s_2'}{C} & \cdots & \frac{s_N'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

이고, 시스템 행렬 A에 포함된 s_k는 시간에 따라 변하는 스위칭 함수이다.

맥동 성분을 무시한 평균 상태 방정식을 유도하기 위하여 평균자(averaging operator)를 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} y(\tau)\, d\tau \tag{4}$$

시스템의 동특성이 PWM 주기 T보다 느리면 평균자 (4)식을 비선형 상태방정식 (3)에 적용하여 다음과 같은 평균 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + Bu \tag{5}$$

여기서,

$$\bar{x}^T = [\bar{i}_1 \ \bar{i}_2 \ \cdots \ \bar{i}_N \ \bar{v}_o],$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \cdots & 0 & -\frac{d_1'}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & \cdots & 0 & -\frac{d_2'}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & -\frac{r_N}{L_N} & -\frac{d_N'}{L_N} \\ \frac{d_1'}{C} & \frac{d_2'}{C} & \cdots & \frac{d_N'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$d_k' = 1 - d_k$, $k = 1, \cdots, N$이고, d_k는 k번째 상에 있는 능동 스위치의 평균 듀티비를 나타낸다.

3. 정상상태 특성 해석

정상상태에서 각 상의 인덕터 전류와 출력 전압에 관한 일반식은 평균 상태방정식 (5)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_o = \frac{V_g}{\Delta_N}\sum_{j=1}^{N}\frac{D_j'}{r_j} \tag{6}$$

$$I_k = \frac{V_g}{r_k}\frac{1}{\Delta_N}\left(\frac{1}{R} + \sum_{j=1}^{N}\frac{D_j'(D_j' - D_k')}{r_j}\right) \tag{7}$$

여기서, $\Delta_N = \frac{1}{R} + \sum_{j=1}^{N}\frac{D_j'^2}{r_j}$, $D_k' = 1 - D_k$이고, D_k는 평균 듀티비 d_k의 정상상태 값을 의미한다. 한편, 컨버터 입력 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$I_g = \sum_{k=1}^{N} I_k \tag{8}$$

만일 각 상의 인덕터의 저항과 듀티비가 같은 경우 각 상의 인덕터 평균 전류는 동일하며, 출력 평균 전압과 효율을 식 (6)과 (7)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_o = \frac{ND'R}{r + ND'^2R} V_g \tag{9}$$

$$I_k = \frac{V_g}{r + ND^2R} \tag{10}$$

$$\eta = \frac{V_o^2/R}{V_g I_g} = \frac{1}{1 + r/ND'^2R} \tag{11}$$

여기서, $r_k = r$, $D_k = D, k = 1, \cdots, N$이다. 식 (11)을 이용하여

컨버터 상의 수를 파라미터로 듀티비에 따른 효율 곡선을 그림 2(a)에 나타낸다. 듀티비가 작은 영역에서는 상 수의 증가에 따라 효율 증가가 작지만, 듀티비가 0.6 ~ 0.85인 범위 즉, 변환비가 큰 영역에서는 효율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 그림 2(b)는 단상 컨버터에 대한 N상 컨버터의 효율 증가를 나타낸다. 인덕터의 저항이 클수록 상 수를 증가하여 효율을 더욱 향상할 수 있음을 알수 있고, 효율이 최대로 증가하는 듀티비가 인덕터와 부하의 저항비에 따라 다르다. 단상($N=1$)인 경우는 기존의 boost 컨버터와 같으며 기존의 결과와 같다[7].

인덕턴스가 무손실이고, 각 상의 듀티비가 같은 이상 적

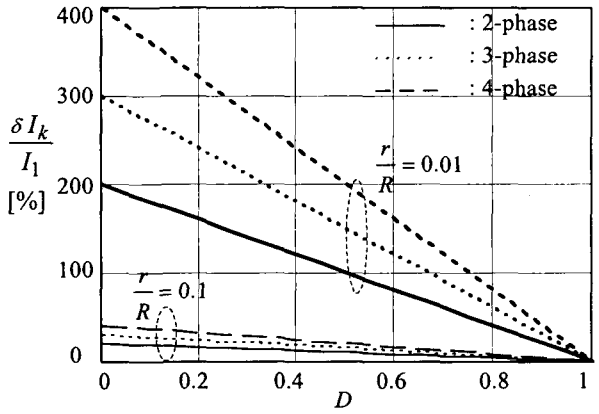

그림 3 1% 듀티비 불일치에 따른 전류 불평형.
Fig. 3 Current unbalance due to 1% duty ratio mismatch.

인 경우 출력 전압과 각 상의 인덕터 전류는 식(9)와 (10)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_o = \frac{1}{D'} V_g \tag{12}$$

$$I_k = \frac{V_g}{ND^2R} = \frac{1}{N}\frac{V_o}{D'R}. \tag{13}$$

즉, N상 IBC의 출력 전압은 단상의 기존 boost 컨버터의 출력 전압과 같은 식으로 주어지는 반면 인덕터 전류는 상의 수만큼 나뉘어져 전류가 여러 상으로 분배가 이루어 짐을 알 수 있다.

3.1 파라미터 불일치에 의한 전류 불평형

N상 IBC의 각 상의 파라미터가 다르면 전류가 한 상으로 쏠리는 현상이 발생한다. 특히, 인덕터 저항과 듀티비의 불일치에 의한 전류 불평형이 심각하므로 이에 대해 고찰하기로 한다. 정상상태 인덕터의 전류에 관한 식 (7)을 이용하여 첫번째 상과 k번째 상의 전류 차이를 다음과 같이 정의하여 계산할 수 있다.

$$\delta I_k \equiv I_k - I_1$$
$$= \frac{V_g}{\Delta_N}\left\{\frac{1}{R}\left(\frac{1}{r_k}-\frac{1}{r_1}\right)+\sum_{j=1}^{N}\frac{D_j'}{r_j}\left(\frac{D_j'-D_k'}{r_k}-\frac{D_j'-D_1'}{r_1}\right)\right\} \tag{14}$$

먼저 인덕터 저항의 불일치에 따른 전류 불평형을 알아보기 위하여 각 상의 듀티비는 모두 같고 각 상의 저항 불일치를 다음과 같이 생각한다.

$$D_k = D$$
$$r_1 = r,\ r_k = r+\delta r_k,\ k=1,2,\cdots,N \tag{15}$$

그러면, k번째 상의 전류 불평형은 다음과 같이 간단한 식으로 표현할 수 있다.

$$\delta I_k = \frac{V_g}{\Delta_N}\frac{1}{R}\left(\frac{1}{r_k}-\frac{1}{r_1}\right) \tag{16}$$

첫번째 상의 인덕터 전류에 대한 불평형 비는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\delta I_k}{I_1} = r\left(\frac{1}{r_k}-\frac{1}{r}\right) = -\frac{\delta r_k}{r_k} \approx -\frac{\delta r_k}{r} \tag{17}$$

따라서, 인덕터 저항이 작은 상으로 전류가 많이 흐르고 전류 불평형 크기는 저항의 불평형에 비례하는 것을 알 수 있다.

N상에 대한 PWM발생회로에서 나타날 수 있는 위상 지연 오차나 펄스발생회로의 회로 오차에 의해 각 상의 듀티비가 다를 수 있다. 듀티비의 불일치에 따른 전류 불평형을 알아보기 위해 각 상의 저항은 동일하고, 각 상의 듀티비를 다음과 같이 생각한다.

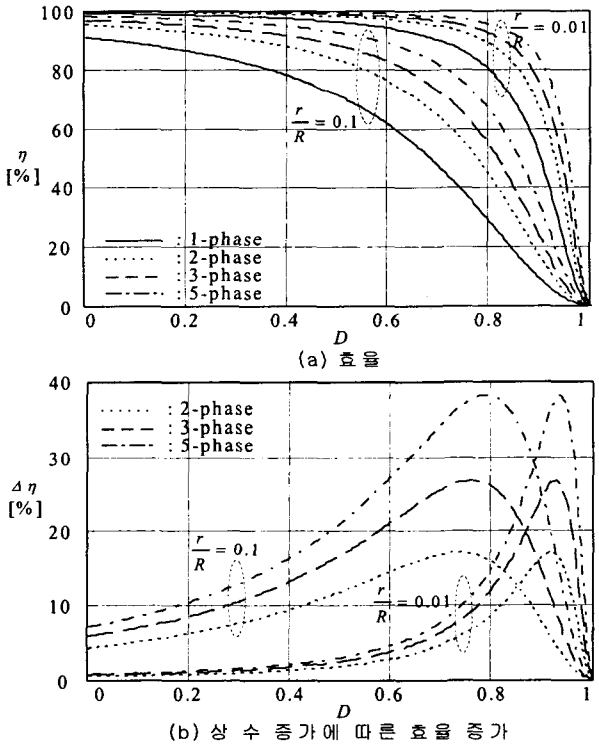

그림 2 상 수에 따른 N상 IBC의 효율
Fig. 2 Efficiency of N-phase IBC

$$D_1 = D,\ D_k = D + \delta D_k$$
$$r_k = r,\ k = 1, 2, \cdots, N \tag{18}$$

첫번째 상의 인덕터 전류에 대한 전류 불평형을 식 (14)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\delta I_k}{I_1} = \frac{\delta D_k \sum_{j=1}^{N} D_j'}{\frac{r}{R} + \sum_{j=1}^{N} D_j'(D_j' - D_1')} \approx \frac{R}{r} N D' \cdot \delta D_k \tag{19}$$

그림 3은 듀티비의 불일치를 1%로 가정하였을때 전류 불평형을 나타낸다. 상의 수가 증가하면 듀티비의 불일치에 의한 전류 불평형이 증가하고, 인덕터의 저항이 작을수록 전류 불평형이 심각함을 알 수 있다. 또한, 듀티비가 작은 영역에서 전류 불평형이 더욱 심각함을 알 수 있다.

3.2 인덕터 및 입력 전류 맥동

인덕터 및 입력 전류 맥동을 다음과 같은 가정에서 유도한다. 1) 인덕터는 무손실이고, 각 상의 인덕턴스는 같다. 2) 각 상의 능동 스위치 듀티비는 같다. 3) 각 상의 인덕터에 흐르는 전류는 연속이다. 그림 4에서 정상상태에서 4상 IBC의 전류 파형을 나타낸다. 각 상의 전류파형은 같은 PWM 주기와 같은 모양을 갖고 서로 $\tau(= T/N)$만큼의 위상차를 갖는다. 또한 한 PWM 주기는 컨버터 상의 갯수와 같은 N개의 반복되는 세부주기가 존재한다. 세부주기 τ에서는 오직 하나의 능동 스위치만이 스위칭한다. 따라서, 세부주기 동안 항상 ON 또는 OFF인 스위치 개수를 각각 N_{ON}, N_{OFF}라고 하면 다음 관계가 성립한다. 즉,

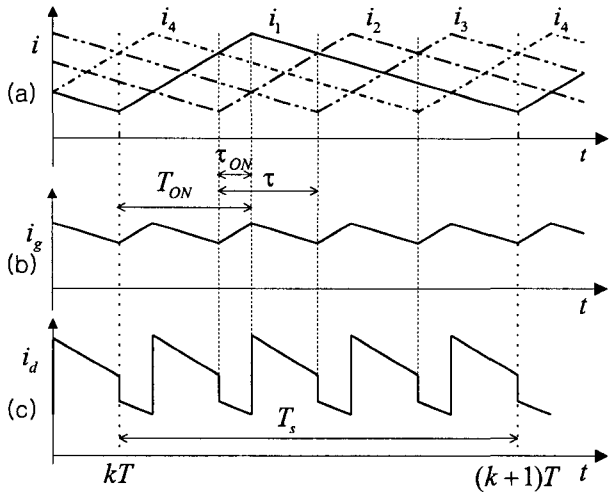

그림 4 4상 IBC의 전류파형: (a) 인덕터 전류, (b) 입력 전류, (c) 다이오드 합성 전류

Fig. 4 Current waveforms of 4-phase IBC: (a) inductor currents, (b) input current, (c) diode output current.

$$N = N_{ON} + N_{OFF} + 1 \tag{20}$$

그림 4(a)에서와 같이 세부주기에서 스위칭을 하는 스위치의 ON시간을 τ_{ON}이라 하면

$$T_{ON} = N_{ON} \cdot \tau + \tau_{ON} \tag{21}$$

의 관계가 성립한다. 세부주기의 듀티비 q를 다음과 같이 정의하면

$$q \equiv \frac{\tau_{ON}}{\tau} \tag{22}$$

듀티비 $D = T_{ON}/T$를 식 (21)에 대입하여 정리하면 다음 관계식이 만족함을 알 수 있다.

$$N \cdot D = N_{ON} + q \tag{23}$$
$$N \cdot D' = N_{OFF} + q' \tag{24}$$

한편, 그림 4(a)에서 능동 스위치가 ON또는 OFF되었을때 인덕터 전류의 기울기는 각각 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{di_{ON}}{dt} = \frac{V_g}{L} \tag{25}$$
$$\frac{di_{OFF}}{dt} = \frac{V_g - V_o}{L} = -\frac{D}{D'L} V_g \tag{26}$$

따라서, k번째 인덕터 전류의 맥동 크기는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta i_k = \frac{V_g}{2L} DT \tag{27}$$

인덕터의 평균 전류 (13)으로부터 인덕터 전류가 연속으로 동작하기 위한 조건은 다음과 같이 주어진다.

$$I_k > \Delta i_k \rightarrow \frac{\Delta i_k}{I_k} < 1 \tag{28}$$

따라서, 연속전류모드 조건은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K > K_{crit,L} \tag{29}$$

여기서,

$$K = \frac{2L}{RT},\ K_{crit,L}(D) = NDD^{\beta} \tag{30}$$

그림 5는 듀티비에 따른 $K_{crit,L}$을 나타내며, 듀티비 D가 1/3에서 $K_{crit,L}$은 상 수 N에 관계없이 최대가 됨을 식 (30)

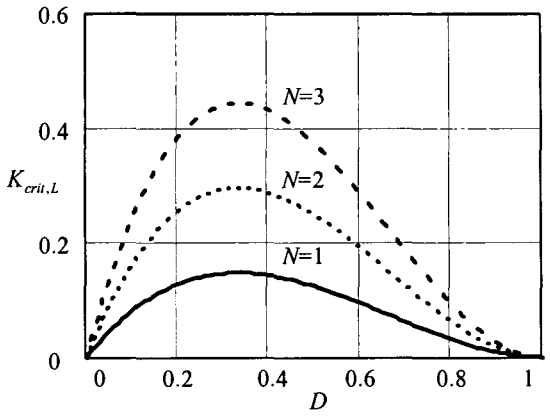

그림 5 N상 IBC의 $K_{crit,L}$

Fig. 5 $K_{crit,L}$ of N-phase IBC.

으로부터 알 수 있으며 $K_{crit,L}$의 최대값은 다음과 쓸 수 있다.

$$K_{crit,L,max} = \frac{4}{27}N \tag{31}$$

상의 수가 증가하면 그림 5에서와 같이 $K_{crit,L}$의 영역이 증가하여 연속전류영역이 축소되어 인덕터 전류가 연속이기 위해서는 큰 K 즉, 큰 인덕턴스 값 또는 높은 PWM주파수가 필요함을 알 수 있다.

입력 전류 맥동은 그림 4(b)에서 보는 바와 같이 인덕터 전류 맥동 주파수에 상의 갯 수를 곱한 주파수 성분을 갖는다. 따라서, 세부주기에서 한상의 스위치가 ON에서 OFF로 변하는 시간동안만 생각하면 된다. τ_{ON} 구간 동안 $(N_{ON}+1)$개의 능동 스위치가 ON상태에 있고, N_{OFF}개의 스위치가 OFF상태에 있으므로 입력 전류의 상승 기울기를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{di_g}{dt} = (N_{ON}+1)\frac{di_{ON}}{dt} + N_{OFF}\frac{di_{OFF}}{dt} \tag{32}$$

각 상 능동 스위치의 상태에 따른 인덕터 전류의 기울기 (25) 및 (26)을 위 식에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{N_{ON}+1-ND}{D'}\frac{V_g}{L} \tag{33}$$

식 (24)를 위 식에 대입하면 τ_{ON} 구간 동안 입력 전류의 상승 기울기를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{q'}{D'}\frac{V_g}{L} \tag{34}$$

따라서, 입력 전류 맥동의 크기는

$$\Delta i_g = \frac{1}{2}\frac{V_g}{L}\frac{qq'}{D'}\frac{T}{N} \tag{35}$$

평균 입력 전류는 각 상의 평균 인덕터 전류의 합이므로 식 (13)으로부터

$$I_g = \frac{V_g}{D^2R} \tag{36}$$

이므로 상대적인 입력 전류 맥동은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{\Delta i_g}{I_g} = \frac{1}{N}\frac{RT}{2L}D'q'q \tag{37}$$

세부주기에서의 듀티비 q는 식 (23)으로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$q = N \cdot D - trunc(N \cdot D) \tag{38}$$

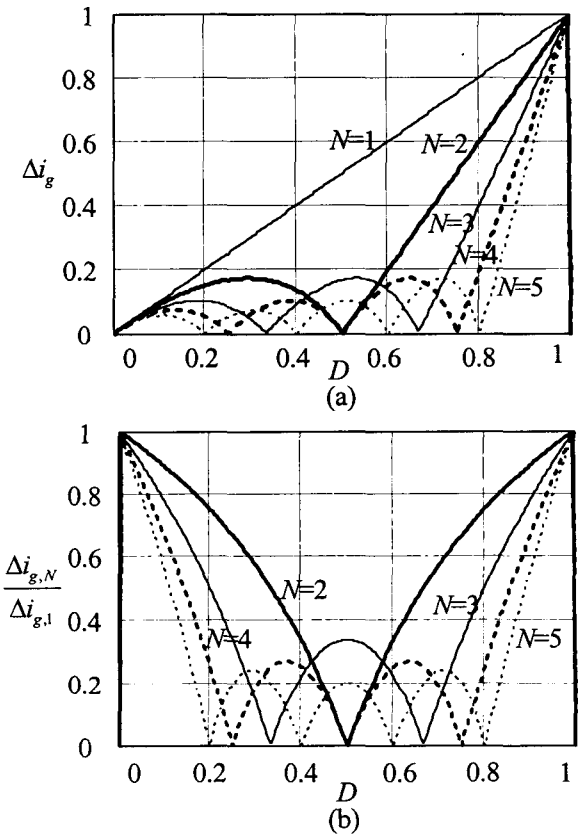

그림 6 (a) N상 IBC의 입력 전류 맥동($\times V_gT/2L$), (b) 단상 boost 컨버터에 대한 상대 입력 전류 맥동

Fig. 6 (a) Input current ripple of N-phase IBC($\times V_gT/2L$) (b) Input current ripple relative to single phase boost converter.

여기서, $trunc(\cdot)$는 정수부를 나타내며, 세부주기동안 항상 ON인 능동 스위치의 개수를 나타낸다. 식 (37)을 보면 $q=0$ 즉, 상의 수와 듀티 비의 곱이 영이면 입력전류 맥동은 최소가 된다. 그림 6(a)는 상의 수에 따른 입력 전류 맥동비을 나타낸다. 단상인 경우 듀티비가 증가하면 맥동 크기가 비례하여 증가하지만 여러 상인 경우 상 수와 듀티비의 곱 즉, $N \cdot D$가 정수가 되는 듀티비 부근에서 맥동이 최소화가 됨을 알 수 있다. 그림 6(b)는 단상에 대한 상의 수 증가 효과를 보기위한 그림으로 듀티비가 0과 1의 중간 영역에서 맥동이 현저하게 감소함을 알 수 있다.

한편, 맥동전류가 다음을 만족하면 입력전류는 연속이다.

$$I_g > \Delta i_g \tag{39}$$

즉, 입력전류가 연속이기 위한 조건은 다음과 같이 구해진다.

$$K > K_{crit} \tag{40}$$

여기서,

$$K_{crit}(D) = \frac{D'q'q}{N}. \tag{41}$$

이 식으로부터 상의 수에 따른 $K_{crit}(D)$을 그림 7과 같이 도시할 수 있으며, 단상인 경우 $K_{crit,max} = 4/27$, 2상인 경우 $K_{crit,max} = \sqrt{3}/18$임을 유도할 수 있다. 단상인 경우의 결과는 기존의 결과와 같다[7]. 그림 7로부터 상의 수가 증가할수록 $K_{crit}(D)$의 영역이 작아지므로 입력전류가 연속이 되는 영역이 확장된다. 따라서, 작은 K 즉, 작은 인덕터 또는 PWM 주파수를 사용할 수 있고, 그림 6(b)에서와 같이 전류 맥동이 현저하게 감소하는 듀티비 영역에서 입력 전류가 연속이되는 영역이 큼을 알 수 있다.

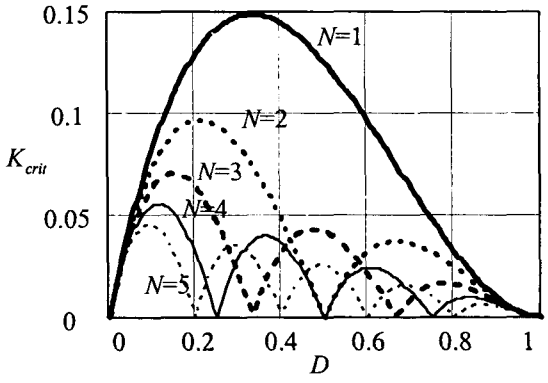

그림 7 K_{crit}

Fig. 7 K_{crit}

3.3 출력 전압 맥동

그림 4(c)를 확대해서 다시 그리면 그림 8과 같다. 정상상태에서 N상 IBC의 출력 전류는 세부주기 τ를 갖고 반복해서 나타나며, N상 가운데 능동 스위치가 OFF된 상만이 다이오드를 통해 출력으로 연결된다. 따라서, $q\tau$ 구간 동안에 N_{OFF}개의 상이 출력에 연결되고 $q'\tau$ 구간 동안에 한 상이 더 OFF되므로 $(N_{OFF}+1)$개의 상이 출력 전류를 만든다. 따라서, 각 구간에서의 합성 전류의 기울기는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\gamma_1 = -\frac{D}{D'}\frac{V_g}{L}N_{OFF} \tag{42}$$

$$\gamma_2 = -\frac{D}{D'}\frac{V_g}{L}(N_{OFF}+1) \tag{43}$$

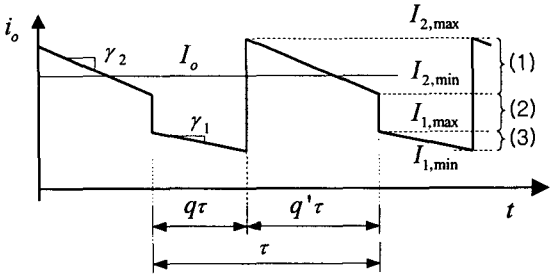

그림 8 합성 다이오드 전류 및 평균 부하 전류.

Fig. 8 Output current and average load current.

그림 8에서와 같이 부하 평균 전류 I_o는 듀티비 D에 따라 다음의 3개 구간 가운데 하나에 놓인다.

$$\begin{cases} I_o \geq I_{2,min} \\ I_{1,max} \leq I_o < I_{2,min} \\ I_o < I_{1,max} \end{cases} \tag{44}$$

여기서, 부하 평균 전류는

$$I_o = \frac{V_o}{R}. \tag{45}$$

따라서, 식 (44)의 부하 평균 전류에 따라 출력 전압 맥동을 다르게 구해야 하므로 그림 8의 $q\tau$ 및 $q'\tau$ 구간에서 최고 및 최저 전류값을 먼저 구하기로 한다.

그림 9는 $q'\tau$ 구간에서 N상 IBC가운데 출력에 연결된 $(N_{OFF}+1)$개의 다이오드 전류를 나타낸다. 한 상의 인덕터 전류가 $q'\tau$ 시간 동안 하강한 전류크기 α는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\alpha = \frac{D}{D'}\frac{V_g}{L}q'\tau = \frac{2q'}{ND'}\Delta i_k \tag{46}$$

상 간의 offset전류 β는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\beta = \frac{2}{N_{OFF}}\left(1-\frac{q'}{ND'}\right)\Delta i_k = \frac{2}{ND'}\Delta i_k \tag{47}$$

$q'\tau$ 구간 동안에 m번째 상의 평균 전류는 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$I_{m,ave} = I_{1,ave} - (m-1)\beta = I_k + \frac{N_{OFF}+2}{ND'}\Delta i_k - \frac{2}{ND'}\Delta i_k \cdot m \quad (48)$$

따라서, $q'\tau$ 구간 동안 $(N_{OFF}+1)$개의 평균전류의 합은

$$I_{d,ave} = \sum_{m=1}^{N_{OFF}+1} I_{m,ave} = (N_{OFF}+1)I_k \quad (48)$$

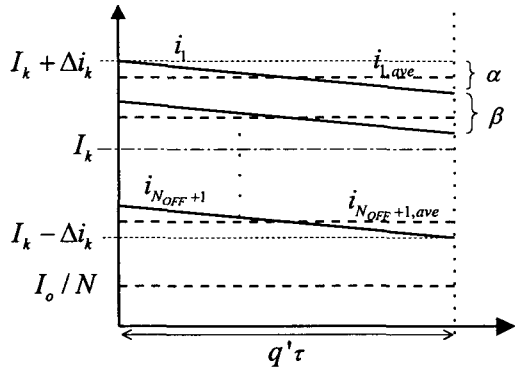

그림 9 전압 맥동을 계산하기 위한 IBC의 각 상의 출력 전류.

Fig. 9 Output phase current of IBC for calculating voltage ripple.

$q'\tau$구간 동안 최소 전류는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_{2,min} = (N_{OFF}+1)\left(I_k - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (50)$$

식 (13)과 (46)를 대입하여 정리하면

$$I_{2,min} = (N_{OFF}+1)\frac{V_g}{ND'R}\left(\frac{1}{D'} - \frac{q'D}{K}\right) \quad (51)$$

$q'\tau$ 구간 동안 최고 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$I_{2,max} = I_{1,min} + (N_{OFF}+1)\alpha = (N_{OFF}+1)\frac{V_g}{ND'R}\left(\frac{1}{D'} + \frac{q'D}{K}\right) \quad (52)$$

한편, $q\tau$ 구간 동안의 최소 및 최고 전류를 같은 방법으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{1,min} = N_{OFF}\frac{V_g}{ND'R}\left(\frac{1}{D'} - \frac{qD}{K}\right) \quad (53)$$

$$I_{1,max} = N_{OFF}\frac{V_g}{ND'R}\left(\frac{1}{D'} + \frac{qD}{K}\right) \quad (54)$$

이제 조건 (44)에 따라 다음 3개 구간으로 나누어 전압 맥동을 구하기로 한다.

(1) $I_o \geq I_{2,min}$

위의 조건을 만족하는 식을 듀티비 D의 식으로 나타내면 식 (45)와 (51)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p_1(D) \equiv q'DD'(ND'+q) - qK \geq 0 \quad (55)$$

$q'\tau$ 구간에서 부하 평균전류와 합성 전류와 만나는 시점을 $q_1'\tau$라 하면

$$q_1'\tau = \frac{1}{\gamma_2}(I_{2,max} - I_o) \quad (56)$$

출력 커패시터에 충전된 전하량은

$$\Delta Q_1 = \frac{1}{2}q_1'\tau(I_{2,max} - I_o) = \frac{L}{2R^2}\frac{1}{N^2}\frac{1}{(ND'+q)D}\left\{\frac{q}{D'} + \frac{(q+ND')q'D}{K}\right\}^2 \quad (57)$$

그러므로, 맥동 전압은 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q_1}{2C} = \frac{T}{2RC}\frac{V_o}{4K}\frac{1}{N^2}\frac{\{q'DD'(ND'+q)+qK\}^2}{(ND'+q)DD'} \quad (58)$$

(2) $I_{1,max} \leq I_o < I_{2,min}$

위의 조건의 우측 부등식은 다음과 같다.

$$p_1(D) \equiv q'DD'(ND'+q) - qK < 0 \quad (59)$$

또한, 좌측 부등식으로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$p_2(D) \equiv qDD'(ND'-q') - q'K \geq 0 \quad (60)$$

따라서, 다음의 맥동 전압은 위의 두 조건에서만 타당하다.

$$\Delta v_o = \frac{T}{2RC}\frac{V_o}{N^2}\frac{qq'}{D'} \quad (61)$$

단상인 경우 기존의 boost 컨버터의 맥동전압에 대한 식과 같다[7].

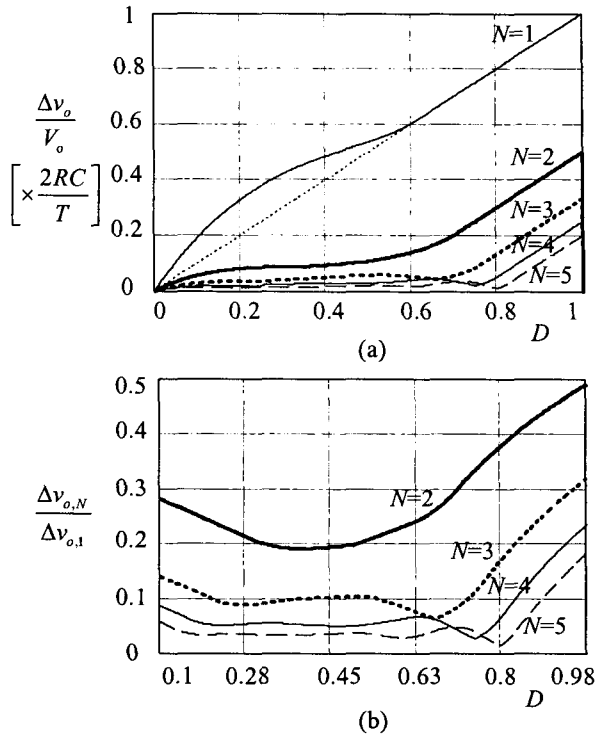

그림 10 N상 IBC의 출력 전압 맥동: (a) 평균전압에 대한 맥동전압, (b) 단상 컨버터에 대한 N상 컨버터 맥동전압비.

Fig. 10 Output voltage ripple of N-phase IBC: (a) Ripple to average output voltage, (b) Ratio of ripple of N-phase to single phase.

(3) $I_o < I_{1,max}$

위의 조건에 해당하는 부등식은 다음과 같다.

$$p_2(D) \equiv qDD'(ND'-q') - q'K < 0 \tag{62}$$

이 때의 맥동 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta v_o = \frac{T}{2RC}\frac{V_o}{4K}\frac{1}{N^2}\frac{\{qDD'(ND'-q')+q'K\}^2}{(ND'-q')DD'^2} \tag{63}$$

따라서, 식 (29)에 주어진 연속전류를 만족하는 정도에 따라 위의 세가지 조건에 따라 전압 맥동을 유도함이 타당하다.

그림 10(a)는 인덕터 전류가 연속인 조건에서 N상 IBC의 출력 전압 맥동을 나타낸다. 단상인 경우 인덕터 전류가 충분히 연속인 조건 즉, 식 (31)의 조건보다 충분히 큰 인덕터 값을 선택하면 그림에서 점선으로 표시된 것처럼 전압맥동은 듀티비에 비례하여 증가하나[7], 식 (31)조건의 인덕터 값을 사용하여 연속 전류 경계영역에서 동작하면 그림 10(a)에서와 같이 작은 듀티비 영역에서 전압맥동크기는 더욱 증가한다. 고정된 인덕터 값에서 상의 수가 증가할 수록 앞서 논의된 바와 같이 인덕터는 연속전류 경계영역으로 더욱 가까운 지점에서 동작한다. 상 수의 증가는 전압 맥동을 상당히 감소시킴을 알 수 있다. 단상에 대한 N상의 맥동비를 그림 10(b)에 도식하였다. 2상인 경우 단상에 비해 전압맥동 크기가 최대 약 20%로 감소하고, 3상인 경우 최대 약 10%로 감소한다. 그러나, 5상 이상이 되면 맥동 감소 효과가 감소하고 듀티비에 따라 상 수의 증가가 오히려 맥동을 악화시키는 결과를 초래할 수 있음을 알 수 있다.

4. 실험 결과

본 논문에서 유도한 정상상태 특성의 타당성을 보이기 위해 (i) 단상, (ii) 2상, (iii) 4상 IBC에 대하여 실험한다. 여기에 사용된 각 파라미터는 다음과 같다.

$$L_k = 800\mu H,\ k = 1, \cdots, 4,\ C = 22\mu F,\ R = 40\Omega$$
$$T = 50\mu sec$$

그림 11은 입력 전압 7.5V, 듀티비가 0.33인 조건에서 각 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 4상인 경우 첫번째 및 두

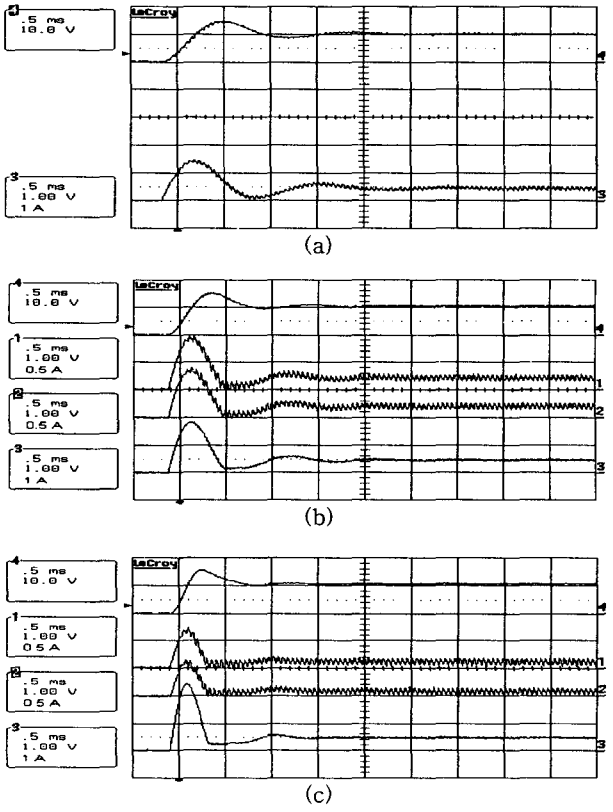

그림 11 출력 전압(위 파형, 10V/div.), 인덕터 전류(중간 파형, 0.5A/div.), 입력 전류(아래 파형, 1A/div.)의 실험 파형: (a) 단상, (b) 2상, (c) 4상.

Fig. 11 Experimental results of output voltage(upper trace, 10V/div.), inductor currents(middle traces, 0.5A/div.), and input current(lower trace, 1A/div.): (a) Single phase, (b) 2-phase, (c) 4-phase.

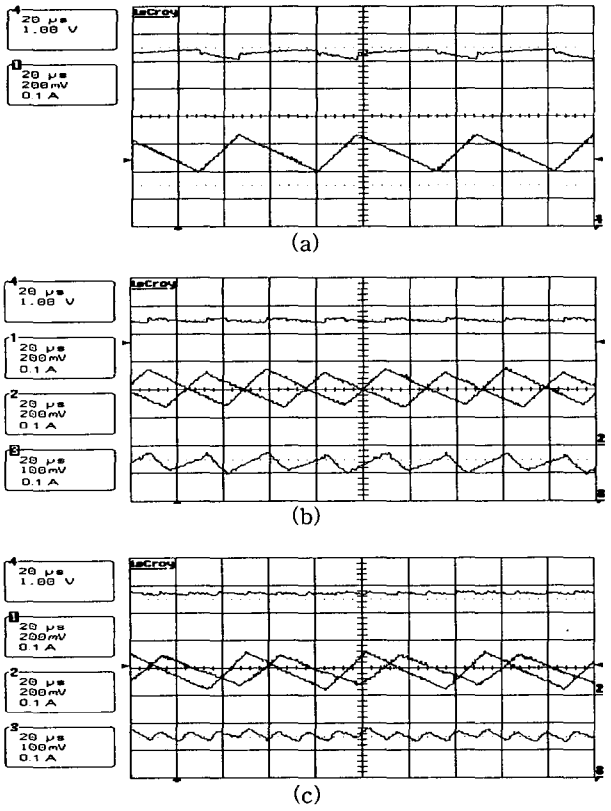

그림 12 출력 맥동전압(위 파형, 1V/div.), 인덕터 맥동전류(중간 파형, 0.1A/div.), 입력 맥동전류(아래 파형, 0.1A/div.)의 실험 파형: (a) 단상, (b) 2상, (c) 4상.

Fig. 12 Experimental results of output ripple voltage(upper trace, 1V/div.), inductor ripple currents(middle traces, 0.1A/div.), and input ripple current(lower trace, 0.1A/div.): (a) Single phase, (b) 2-phase, (c) 4-phase.

번째 상의 인덕터 전류를 측정하였다. 입력전류가 각 상으로 비교적 균등하게 분배되어 인덕터 전류가 연속으로 동작하기 위한 영역이 감소함을 알 수 있다. 그림 12는 그림 11의 맥동 부분을 확대한 파형이다. 상의 수가 증가함에 따라 출력 전압 및 입력전류의 맥동크기가 감소하고, 맥동 주파수가 상 수의 곱만큼 높아짐을 알 수 있다. 그러나, 고정된 인덕터 값에 대해 인덕터 맥동전류의 크기는 상 증가에 관계없이 비슷하다.

그림 13은 단상, 2상, 4상 IBC의 듀티비 변화에 따른 출력전압 맥동의 크기를 측정한 결과이다. 그림 10(a)의 이론에 근거한 그래프와 유사하다. 실험조건이 인덕터 전류가 4상의 경우에도 비교적 충분히 연속으로 동작할 수 있어 전류 맥동이 최소가 되는 듀티비에서 전압 맥동도 상당히 줄어듬을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 N상 interleaved boost 컨버터의 일반화된 평균 상태방정식을 유도하여 정상상태에서의 각 특성 파라미터 즉, 인덕터 전류, 출력 전압, 인덕터 및 입력 전류 맥동

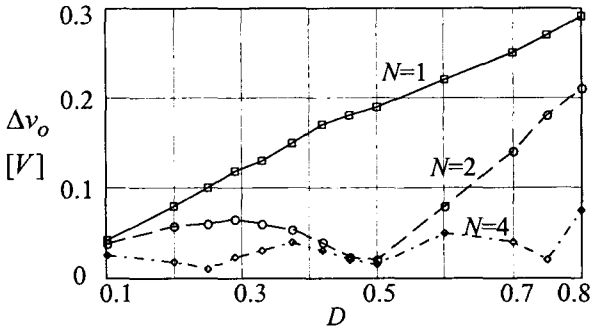

그림 13 출력 맥동전압 실험 결과.

Fig. 13 Experimental results of output ripple voltage.

에 대한 해석적이고 일반화된 표현식을 제시하였다. 또한, 인덕터 저항과 듀티비 불일치에 의한 상 간의 전류 불평형 문제를 해석하고, 출력 전압 맥동의 일반화된 표현식을 유도하여 실험을 통한 검증을 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

듀티비가 작은 영역에서는 상의 수가 증가함에 따라 효율 증가가 10% 이하로 작지만 0.6 ~ 0.85인 영역에서 효율이 현저하게 향상된다. 또한 컨버터가 주로 이용되는 영역에서 인덕턴스 저항이 클수록 상의 수를 증가시켜 10 ~ 30% 이상의 효율을 향상시킬 수 있다.

상 간의 듀티비 불일치에 의한 전류 불평형은 상의 수가 증가할수록 더욱 심각해지고, 인덕터의 저항이 작을수록 전류 불평형이 심각함을 알 수 있다. 듀티비가 작은 영역에서 전류 불평형이 더욱 심각하다.

입력 전류 맥동은 상의 수가 증가할수록 감소하고, 상의 수와 듀티비의 곱이 정수가 되는 듀티비 부근에서 맥동이 최소화된다. 또한, 컨버터가 주로 이용되는 영역에서 상 수 증가의 효과가 현저함을 알 수 있다.

출력 전압 맥동은 상의 수 증가에 의해 상당히 줄일 수 있으나, 4상 이상으로 증가하면 전압 맥동의 감소 효과가 작아지고 오히려 맥동을 악화시키는 결과를 초래할 수 있다.

N상 IBC는 입력 전류를 연속으로 흘릴 수 있으므로 입력 맥동이 낮아 고조파 성분이 작게 함유되어 기존 buck 컨버터로 구성된 배터리-추진전동기시스템의 구성을 변화시켜 시스템 효율을 향상 시킬 수 있다. 본 논문의 결과는 이러한 응용에 이용될 수 있고, 더 나아가 분산형 전원과 저전압 고전류의 특징을 지닌 차세대 컴퓨터 전원설계에 이용되리라 기대된다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행된 과제임 (과제관리번호 00-역-01).

참 고 문 헌

[1] M. Veerachary, T. Senjyu, and K. Uezato, "Maximum Power Point Tracking of Coupled Inductor Interleaved Boost Converter Supplied PV System," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 150, no. 1, pp. 71-80, January 2003.

[2] M. Veerachary, T. Senjyu, and K. Uezato, "Signal Flow Graph Nonlinear Modelling of Interleaved Converters," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 148, no. 5, pp. 410-418, September 2001.

[3] P. Lee, Y. Lee, D. K. W. Cheng, and X. Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, pp. 787-795, August 2000.

[4] M. Veerachary, "Analysis of Interleaved Dual Boost Converter with Integrated Magnetics: Signal Flow Graph Approach," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 150, no. 4, pp. 407-416, July 2003.

[5] P. A. Dahono, S. Riyadi, A. Mudawari, and Y. Haroen, "Output Ripple Analysis of Multiphase DC-DC Converter," IEEE Int'l Conf. on Power Electr. and Drive Systems PEDS'99 HongKong, pp. 626-631, July 1999.

[6] C. Chang and M. A. Knights, "Interleaving Technique in Distributed Power Conversion Systems," IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fund. Theroy and Appl., vol. 42, no. 5, pp. 245-251, May 1993.

[7] R. W. Erickson and D. Maksimmovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.

저 자 소 개

박 종 규 (朴 鍾 圭)

1969년 12월 24일생. 1995년 경상대학교 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업예정(박사).

Tel : 055-751-5348, Fax : 055-759-2723

E-mail :powereljg@hanmir.com

장 성 동 (張 成 東)

1975년 10월 12일생. 1997년 경상대학교 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.

Tel: 055-751-5348, Fax : 055-759-2723

E-mail : niar@chollian.net

신 휘 범 (愼 輝 範)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(박사). 1990년~1993년 현대전자(주) 선임연구원. 2000년~2002년 미국 Univ. of Wisconsin Madison 방문교수. 현재 경상대학교 전기전자공학부 부교수.

Tel : 055-751-5348, Fax : 055-759-2723

E-mail : hbshin@gsnu.ac.kr

김 흥 근 (金 興 根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년, 1988년 동 대학원 전기공학과 공학석사, 공학박사. 1990년-1991년 미국 Univ. of Wisconsin - Madison 방문교수. 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 전력전자학회 편집이사. 대한전기학회 B부문회 총무이사.

Tel: 053-950-5605, Fax : 053-950-6600

E-mail : kimhg@knu.ac.kr