

# Interleaved 승압형 역률보상 컨버터의 해석

## Analysis of Interleaved Boost Power Factor Corrector

許泰遠\* · 朴志浩\*\* · 盧泰均\*\*\* · 鄭載倫§ · 金炯完§ · 禹靖仁§§

(Tae-Won Heo · Jee-Ho Park · Tae-Kyun Roh · Jae-Lyoun Chung · Dong-Wan Kim · Jung-In Woo)

**Abstract** - In this paper, interleaved boost power factor corrector (IBPFC) is applied as a pre-regulator in switch mode power supply. IBPFC can reduce input current ripple and effectively increase the switching frequency without increasing the switching losses, because input current is divided each 50% by two switching devices. IBPFC can be classified as three cases by duty ratio condition in continuous current mode and be carried out state space average modeling. According to the modeling, steady and transient state analysis is performed by steady elements and perturbation element. Control transfer function is derived for design of control system.

**Key Words** : IBPFC, Input current ripple, Continuous current mode, State space average model

### 1. 서 론

SMPS(Switched Mode Power Supply)를 비롯한 반도체 전력변환장치는 산업용 대형기기에서 가정용 소형기기까지 넓은 분야에 걸쳐 보급되고 있다. 종래의 전력변환기 제어는 주로 부하측을 중심으로 연구되어 왔으나, 근래에는 전력변환 장치의 입력측에서 발생하는 고조파나 무효전력의 문제가 심각하게 대두되고 있으며, 이에 대한 관심 또한 높아지고 있다. 비교적 대용량의 정류기나 UPS에서 발생하는 고조파뿐만 아니라 중·소용량의 SMPS에 까지 고조파를 규제하는 국제적인 규격이 제정되고 있는 실정이다.

스위칭 전원장치에 있어서 입력 교류전류의 파형을 개선하기 위해 사용되는 역률개선 회로(PFC : Power Factor Corrector)는 일반적으로 인덕터 필터가 입력측에 있는 승압형 컨버터가 기본회로로 사용되고 있다. 역률개선용 SMPS는 승압형 컨버터를 전단에 두고 후단에 DC-DC컨버터를 연결한 2단 역률개선 회로와 두개의 전력 변환부를 회로적으로 결합한 1단 역률개선 회로로 구분할 수 있으며, 이들 두 회로를 기본으로 한 여러 연구사례들이 발표되고 있다. 승압형 컨버터는 항상 입력전압보다 큰 전압을 출력하게 되므로 회로구성상 전력용 반도체 소자의 전압스트레스에 의한 스위칭

손실이 상당히 크다는 단점이 있으며, 이를 보완하기 위한 소프트 스위칭 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3]. 또한, 역률개선 회로의 입력전류 리플을 감소시키는 새로운 형태의 회로구성에 관한 연구도 발표되었다[4-5]. 이러한 소자의 전압스트레스와 입력전류 리플에 대한 문제들은 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터(IBPFC : Interleaved Boost Power Factor Corrector)로서 해결될 수 있다.

2단 역률개선 회로의 전단에 해당하는 PFC가 2개의 승압형 컨버터 cell로 병렬구성된 IBPFC는 2개의 컨버터 cell로 입력전류가 각각 분할되어 흐르기 때문에 입력전류 리플을 효과적으로 저감시킬 수 있으며, 스위칭 주파수를 증가시키더라도 전력용 반도체 소자의 스위칭 손실을 줄일 수 있다 [6-8].

본 논문에서는 스위칭 전원장치의 역률개선 회로로서 스위칭 손실과 입력전류 리플을 저감시킬 수 있는 IBPFC를 스위칭 상태별 동작모드로 구분하고, 듀티비 조건에 따라서 상태공간 평균화법을 이용하여 모델링 하였다. 또한, 상태공간 평균화 모델을 바탕으로 상태변수들의 정상성분과 미소 변동성분에 의한 정상상태 및 과도상태 특성을 파악하고 분석하였으며 전체 제어계 설계를 위한 제어 전달함수를 제시하였다.

### 2. IBPFC의 회로구성과 동작모드

#### 2.1 회로구성

그림 1의 Interleaved 승압형 역률 전치보상 컨버터는 일반적인 형태의 승압형 컨버터 cell 2개가 정류회로부와 커패시터 링크부 사이에 각각 병렬로 연결되어 있는 형태이다. 각 승압형 컨버터 cell의 회로정수가 동일하다고 보고, 스위치  $S_1$  과  $S_2$  에 동일한 듀티비가 인가된다고 가정하면 이상적으로 각 cell은 50%의 전력분담 효과를 나타내게 된다. 따라

\* 正 會 員 : 馬山大學 컴퓨터應用電氣系列 兼任教授  
 \*\* 正 會 員 : 東明大學 機械自動化시스템系列 傳任講師 · 工博  
 \*\*\* 正 會 員 : 柳韓大學 디지털모터科 傳任講師  
 § 正 會 員 : 柳韓大學 컴퓨터制御科 教授 · 工博  
 § 正 會 員 : 東明大學 電氣電子系列 助教授 · 工博  
 §§ 正 會 員 : 東亞大 電氣電子컴퓨터工學部 教授 · 工博  
 接受日字 : 2002年 10月 30日  
 最終完了 : 2002年 12月 4日

서, 입력전류  $i_L$  은 두 승압형 컨버터 cell의 인덕터에 흐르는 전류  $i_{L1}$  과  $i_{L2}$  의 합성으로 나타나기 때문에 입력전류의 리플성분이 감소하게 되며 스위칭손실을 저감시키는 효과가 있다.

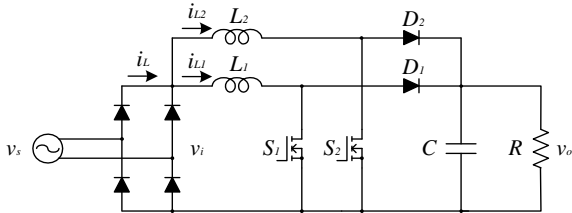
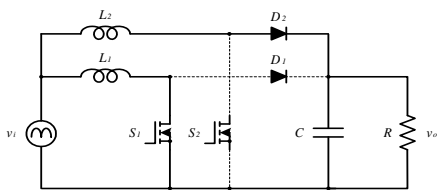


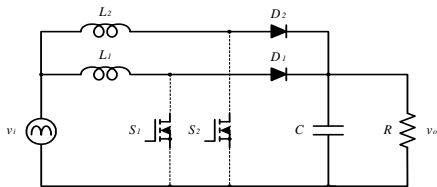
그림 1 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터  
Fig. 1 Interleaved boost power factor corrector

2.2 동작모드

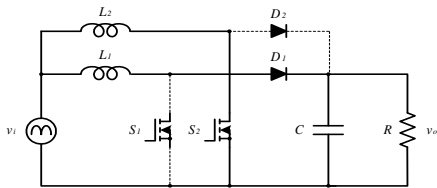
IBPFC의 각 승압형 컨버터 cell이 연속 전류모드로 동작할 경우에 스위치  $S_1$  과  $S_2$  의 스위칭 상태에 따라서 다음과 같이 4개의 동작모드로 구분할 수 있다.



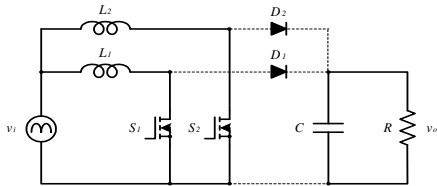
(a) 동작모드1 (M1)



(b) 동작모드2 (M2)



(c) 동작모드3 (M3)



(d) 동작모드4 (M4)

그림 2 각 동작모드의 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of operation mode  
1) 동작모드1 (M1)

$S_1$  : On,  $S_2$  : Off,  $i_{L1}$  : Increase,  $i_{L2}$  : Decrease

$L_1$  에 에너지가 축적되는 구간으로  $i_{L1}$  이 증가하는 되는 상태이며,  $L_2$  에는 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급하게 되므로  $i_{L2}$  는 감소하게 된다. 동작모드1에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $r_1$  과  $r_2$  는 각각  $L_1$  과  $L_2$  의 저항성분을 나타낸다.

2) 동작모드2 (M2)

$S_1$  : Off,  $S_2$  : Off,  $i_{L1}$  : Decrease,  $i_{L2}$  : Decrease

$L_1$  과  $L_2$  에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고, 부하측에 에너지를 공급하므로  $i_{L1}$  과  $i_{L2}$  는 감소하게 된다. 동작모드2에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L1} + \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (2)$$

3) 동작모드3 (M3)

$S_1$  : Off,  $S_2$  : On,  $i_{L1}$  : Decrease,  $i_{L2}$  : Increase

$L_1$  에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고, 부하측으로 에너지를 공급하므로  $i_{L1}$  은 감소하게 된다. 그리고,  $L_2$  에는 에너지가 축적되며  $i_{L2}$  가 증가한다. 동작모드3에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L1} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (3)$$

4) 동작모드4 (M4)

$S_1$  : On,  $S_2$  : On,  $i_{L1}$  : Increase,  $i_{L2}$  : Increase

$L_1$  과  $L_2$  에 각각 에너지가 축적되므로  $i_{L1}$  과  $i_{L2}$  는 증가하게 된다. 그리고, 부하측으로의 에너지 공급은 출력측 커패시터에 충전되어 있는 에너지가 담당하게 된다. 동작모드4에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \\ \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (4)$$

### 3. IBPFC의 상태공간 평균화 모델링

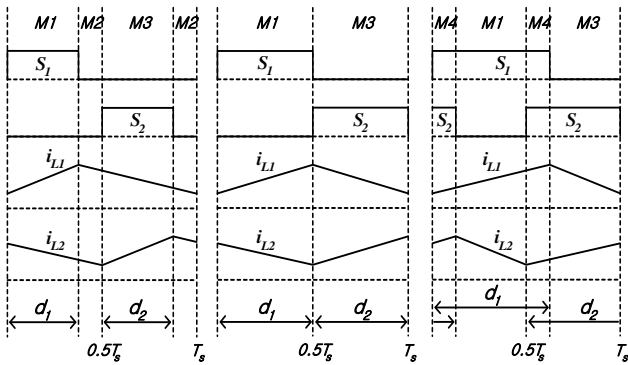
#### 3.1 상태공간 평균화법

각각의 승압형 컨버터 cell이 연속 전류모드로 동작할 경우 스위치  $S_1$  과  $S_2$  의 듀티비  $d_1, d_2$  의 조건에 따라서 다음과 같이 3개의 Case로 분류하여 IBPFC를 모델링할 수 있다.

Case I :  $d_1, d_2 < 0.5$  일 경우에 두 개의 스위치 상태에 따라 아래의 3가지 모드로 동작한다.(M1→M2→M3→M2)

Class II :  $d_1, d_2 = 0.5$  일 경우에 두 개의 스위치 상태에 따라 아래의 2가지 모드로 동작한다.(M1→M3)

Class III :  $d_1, d_2 > 0.5$  일 경우에 두 개의 스위치 상태에 따라 아래의 3가지 모드로 동작한다.(M4→M1→M4→M3)



(a) Case I (b) Case II (c) Case III

그림 3 각 동작모드 Case별 파형

Fig. 3 Waveforms of operation mode by duty ratio case

상태공간 평균화법을 적용하기 위하여 상태방정식 (1)~(4)로부터  $i_{L1}, i_{L2}$  그리고  $v_o$ 를 상태변수로 하고  $v_i$ 를 입력으로 하는 상태행렬은 식 (5)~(8)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

그림 3에서 Case II의 동작모드 1, 3은 Case I 과 III에 포함되므로 Case I 및 Case III에 대하여 상태공간 평균화법을 적용한다. Case I에 대한 상태공간 평균화 행렬은 식 (9) 및 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{A}_I = \mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2(0.5 - d_1) + \mathbf{A}_3 d_2 + \mathbf{A}_2(0.5 - d_2) \quad (9)$$

$$\mathbf{b}_I = \mathbf{b}_1 d_1 + \mathbf{b}_2(0.5 - d_1) + \mathbf{b}_3 d_2 + \mathbf{b}_2(0.5 - d_2) \quad (10)$$

또한, Case III에 대한 상태공간 평균화 행렬은 식 (11)과 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{A}_{III} = \mathbf{A}_4(d_2 - 0.5) + \mathbf{A}_1(1 - d_2) + \mathbf{A}_4(d_1 - 0.5) + \mathbf{A}_3(1 - d_1) \quad (11)$$

$$\mathbf{b}_{III} = \mathbf{b}_4(d_2 - 0.5) + \mathbf{b}_1(1 - d_2) + \mathbf{b}_4(d_1 - 0.5) + \mathbf{b}_3(1 - d_1) \quad (12)$$

동일한 듀티비로 동작하여 50%씩 전력분담을 하는 IBPFC의 각 승압형 컨버터 cell이 동일한 회로정수를 가진다고 가정하면  $L_1 = L_2 = L, r_1 = r_2 = r$ 로 둘 수 있다. 또한,  $S_1$  과  $S_2$ 에 동일한 듀티비가 인가된다고 가정하여  $d_1 = d_2 = d$ 로 한다. 이러한 가정에 따라 평균화 상태행렬을 구하면  $\mathbf{A}_I, \mathbf{b}_I$ 과  $\mathbf{A}_{III}, \mathbf{b}_{III}$ 는 서로 같으며, 상태공간 평균화 모델은 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (13)$$

여기서,  $\mathbf{x} = [i_{L1} \ i_{L2} \ v_o]^T, u = v_i$  이다.

식 (13)과 같이 표현되는 상태공간 평균화 모델로부터 정상상태와 과도상태에서의 상태방정식을 각각 분리하기 위해 아래와 같이 각 변수들을 정상성분과 미소 변동성분의 합으로 표현한다.

$$\begin{aligned} d &= D + \hat{d}, \quad i_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1}, \quad i_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2}, \\ v_o &= V_o + \hat{v}_o, \quad v_i = V_i + \hat{v}_i \end{aligned}$$

여기서, 대문자로 표시된 각 변수들은 정상성분을 나타내고, 'hat'로 표시된 각 변수들은 미소 변동성분을 나타낸다. 위 변수들을 식 (13)에 대입하면 다음과 같이 정상성분과 미소 변동성분에 대해서 각각 표현되어진다. 식 (14)는 정상성분에 대한 상태공간 평균화 모델이다.

$$0 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \mathbf{X} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (14)$$

여기서,  $\mathbf{X} = [I_{L1} \ I_{L2} \ V_o]^T$ ,  $U = V_i$  이다.

또한, 식 (15)는 미소 변동성분에 대한 상태공간 평균화 모델을 나타낸다. 여기서, 미소 변동성분간의 곱은 충분히 작은 값이므로 무시하고 나타낼 수 있다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (15)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ \frac{V_o}{L} \\ -\frac{I_{L1} + I_{L2}}{C} \end{bmatrix} u_2$$

여기서,  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_{L1} \ \hat{i}_{L2} \ \hat{v}_o]^T$ ,  $u_1 = \hat{v}_i$ ,  $u_2 = \hat{d}$  이다.

식 (15)로부터 라플라스 변환하면 입출력 전달함수 식 (16) 및 제어 전달함수 식 (17)을 구할 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{\frac{2(1-D)}{LC} s + \frac{2r(1-D)}{L^2 C}}{s^3 + \left(\frac{2r}{L} + \frac{1}{RC}\right)s^2 + \left\{\frac{2r}{RLC} + \frac{r^2}{L^2} + \frac{2(1-D)^2}{LC}\right\}s + \frac{r^2}{RL^2 C} + \frac{2r(1-D)^2}{L^2 C}} \quad (16)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-\frac{V_o}{RC(1-D)} s^2 + \left\{\frac{2V_o(1-D)}{LC} - \frac{rV_o}{RLC(1-D)}\right\}s - \frac{r^2 V_o}{RL^2 C(1-D)} + \frac{2rV_o(1-D)}{L^2 C}}{s^3 + \left(\frac{2r}{L} + \frac{1}{RC}\right)s^2 + \left\{\frac{2r}{RLC} + \frac{r^2}{L^2} + \frac{2(1-D)^2}{LC}\right\}s + \frac{r^2}{RL^2 C} + \frac{2r(1-D)^2}{L^2 C}} \quad (17)$$

#### 4. IBPFC의 해석

##### 4.1 안정도

각 컨버터 플랜트 자체의 안정도를 검토하기 위하여 식 (16) 및 (17)의 분모항에 해당하는 특성방정식 (18)에 표 1의 회로 정수를 대입하여 근을 구하면 표 2와 같으며 모든 듀티비에 대하여 안정영역에서 동작함을 알 수 있다. 아울러, 표 1의 회로정수는 IBPFC의 해석 및 실험에도 사용하였다.

$$s^3 + \left(\frac{2r}{L} + \frac{1}{RC}\right)s^2 + \left\{\frac{2r}{RLC} + \frac{r^2}{L^2} + \frac{2(1-D)^2}{LC}\right\}s + \frac{r^2}{RL^2 C} + \frac{2r(1-D)^2}{L^2 C} = 0 \quad (18)$$

표 1 BPFC 해석에 사용한 회로정수

Table 1 Circuit parameters of IBPFC

입력전압( $V_s$ )	220V
출력전압( $V_o$ )	400V
스위칭 주파수( $f_s$ )	100kHz
인덕턴스( $L = L_1 = L_2$ )	1.5mH
인덕터 저항분( $r = r_1 = r_2$ )	0.15Ω
커패시턴스( $C$ )	400uF

표 2 듀티비에 따른 특성근

Table 2 Characteristic roots by duty ratio

듀티비(D)	특성근
0.1	-51.6+j1642.5, -51.6-j1642.5, -100
0.2	-51.6+j1459.8, -51.6-j1459.8, -100
0.3	-51.6+j1277.1, -51.6-j1277.1, -100
0.4	-51.6+j1094.4, -51.6-j1094.4, -100
0.5	-51.6+j911.6, -51.6-j911.6, -100
0.6	-51.6+j728.7, -51.6-j728.7, -100
0.7	-51.6+j545.6, -51.6-j545.6, -100
0.8	-51.6+j361.9, -51.6-j361.9, -100
0.9	-51.6+j176.0, -51.6-j176.0, -100

##### 4.2 DC 이득

출력 필터 커패시터가 충분히 커서 출력전압의 리플을 무시한다면 식 (14)로부터 DC 이득을 식 (19)와 같이 구해낼 수 있다.

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + D + \frac{r}{2R(1-D)}} \quad (19)$$

##### 4.3 효율

출력측 커패시터의 ESR(Equivalent Series Resistance)에 의한 손실과 스위칭 소자 및 다이오드에서의 도통손실을 무시하고 인덕터의 저항성분에 의한 손실만을 고려하면 식 (14)로부터 IBPFC의 효율은 식 (20)과 같이 구할 수 있다.

또한, 승압형 컨버터 cell 하나로 구성되는 기존의 CBPFC(Conventional Boost Power Factor Corrector)에 대해서도 식 (20)에서와 동일한 방법으로 효율을 구해보면 식 (21)과 같이 구하여진다. 식 (20)과 (21)를 비교해 보면 동일 회로조건에서도 IBPFC의 전력변환 효율이 높다는 것을 알 수 있다.

$$\eta_{IBPFC} = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{V_i I_L} = \frac{1}{1 + \frac{r}{2R(1-D)^2}} \quad (20)$$

$$\eta_{CBPFC} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R(1-D)^2}} \quad (21)$$

표 3에는 식 (20)과 (21)로부터 듀티비에 대한 IBPFC와 CBPFC의 효율을 각각 구하여 나타내었다. 해석에서는 이상적인 스위칭 소자로서 손실이 없다고 가정하였으며, 수동소자에서의 손실분에 있어서도 인덕터의 저항성분만을 고려하였으므로 효율이 높게 나타나고 있다. IBPFC와 CBPFC의 효율 비교를 위하여 소수점 6째 자리까지 표시하였다. 전체 듀티비에 걸쳐서 IBPFC의 효율이 높으며, 듀티비가 증가함에 따라서 효율이 감소함을 알 수 있다.

**표 3** 듀티비에 따른 IBPFC와 CBPFC의 효율 비교  
**Table 3** Efficiency comparison of IBPFC and CBPFC by duty ratio

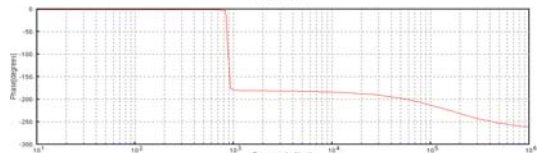
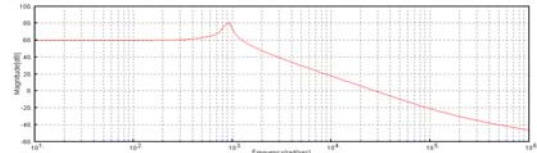
듀티비(D)	IBPFC의 효율	CBPFC의 효율
0.1	0.999884	0.999768
0.2	0.999853	0.999707
0.3	0.999808	0.999617
0.4	0.999739	0.999479
0.5	0.999625	0.999250
0.6	0.999414	0.998829
0.7	0.998959	0.997920
0.8	0.997661	0.995334
0.9	0.990712	0.981595

**4.4 제어계 해석**

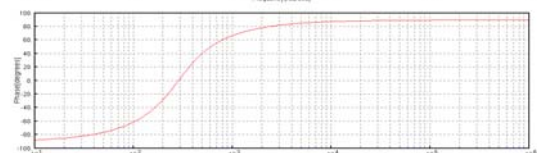
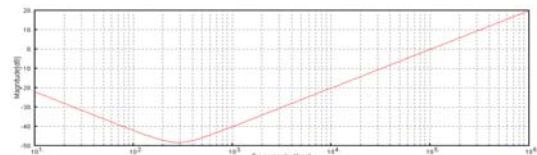
이상과 같은 상태별 IBPFC의 모델링을 통한 해석으로부터 양호한 안정성과 과도특성을 확보할 수 있는 제어기를 설계할 수 있다. 미소 변동성분을 고려한 과도상태 방정식 (15)와 제어 전달함수 식 (17)로부터 일반적인 스위칭 전원장치의 설계기준으로서 제어계의 개루프 전달함수가 아래의 4가지 설계사양을 만족하도록 제어기를 구성할 수 있다[9].

- 1) 원점에 극점이 존재하도록 한다.
- 2) 0dB를 통과하는 이득의 기울기가 -20dB/dec가 되도록 한다.
- 3) 교차주파수를 스위칭주파수의 1/4~1/5이 되도록 한다.
- 4) 위상여유가 45°~60°정도 되도록 한다.

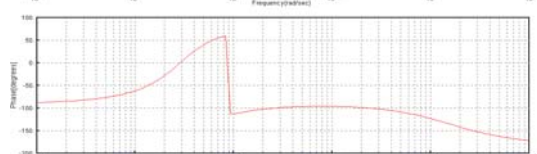
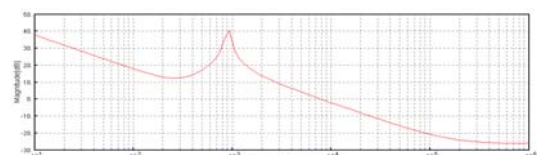
식 (17)의 제어 전달함수에 대한 이득 및 위상곡선을 그림 5(a)에서 보여주고 있다. 위상여유가 안정한계의 위치에 근접해 있음을 알 수 있다. 그림 5(b)는 제어계의 개루프 이득이 위 4가지 설계사양을 만족시킬 수 있도록 구성된 제어기의 보드선도를 나타내고 있다. 그리고, 그림 5(c)의 보드선도는 IBPFC에 제어기를 부가한 제어계의 개루프 전달함수를 보여주고 있으며, 위상여유가 약 60°정도로 스위칭 전원장치의 설계기준을 만족하고 있음을 확인 할 수 있다.



(a) IBPFC의 보드선도  
 (a) Bode diagram of IBPFC



(b) 설계된 제어기의 보드선도  
 (b) Bode diagram of designed controller



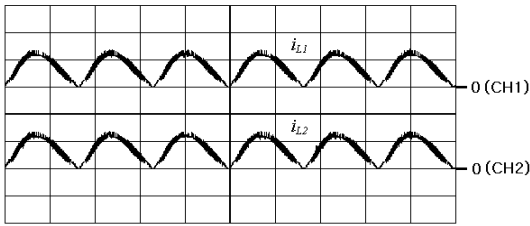
(c) 제어계의 개루프 전달함수의 보드선도  
 (c) Bode diagram of open-loop transfer function

**그림 5** 주파수 영역에서의 특성 분석  
**Fig. 5** Characteristic analysis on frequency domain

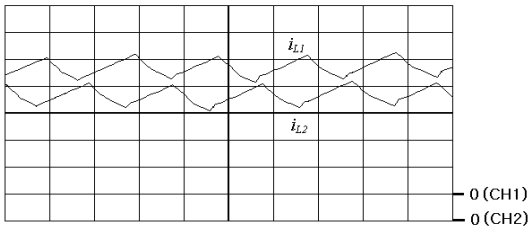
**5. 실험**

본 논문에서는 일반적인 역률개선 회로 설계기준에 따라 출력전압 400V/200W급으로 표 1에 제시된 회로정수들을 사용하여 IBPFC의 특성해석을 행하였으며, 실험회로를 구성하였다. 실험에서는 저항부하가 사용되었으며, 주 스위칭소자는 500V/8A MOSFET IRF840을 사용하였다. 그림 6(a)는 IBPFC 각 컨버터 cell의 인덕터  $L_1$  과  $L_2$  에 흐르는 전류파형이다. 그림 6(b)는 인덕터 전류  $i_{L1}$  및  $i_{L2}$  의 확대파형을 나타낸다. 그리고, 그림 6(c)는 입력전압  $v_s$  와 입력전류  $i_L$  의 파형으로서 전압파형과 동상으로 전류가 제어되며, 각 컨버터 cell의 인덕터 전류의 합성으로 나타나므로 리플이 적음을 확인할 수 있다.

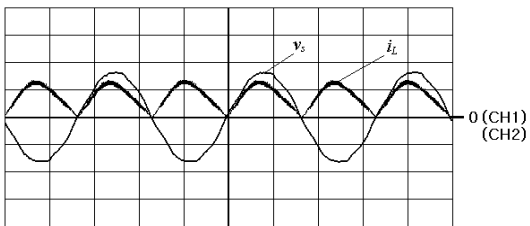
참 고 문 헌



(a) 각 컨버터 cell의 인덕터 전류 파형  
 (a) Inductor current of each converter cell  
 (1A/div, 5ms/div)



(b) 인덕터 전류 확대 파형  
 (b) Enlarged inductor Current  
 (200mA/div, 5μs/div)



(c) 입력전압과 입력전류 파형  
 (c) Input voltage and Input current  
 (200V/div, 2A/div, 5ms/div)

그림 6 IBPFC의 각부 파형

Fig. 6 Each waveforms of IBPFC

[1] Vatche Vorperian, "Quasi-Square-Wave Converters : Topologies and Analysis", IEEE Trans. on PE, Vol. 3, No. 2, pp.183~191, 1988.

[2] R. Farrington and M.M. Jovanovic, "A New Family of Isolated Zero-Voltage-Switched Converter", PESC91, pp.209~215, 1991.

[3] Ionel Dan Jitaru, "Constant Frequency Forward Converter with Resonant Transition", Proc. HPFC, pp. 282~292, 1991.

[4] J. Wang, W.G. Dunford, and Mauch, "A Comparison of Modified Boost Converters with Continuous Inductor Current Mode and Ripple Free Input Current with Conventional Converters", IEEE-IAS, pp.878~885, 1996.

[5] D.K.W. Cheng, X.C. Liu, and Y.S. Lee, "A New Modified Boost Converter with Ripple Free Input Current by using Coupled Inductor", Proc. IEE PE and VSD, pp.592~599, 1998.

[6] L.Balogh and R.Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode", PESC93, pp.168~174, 1993.

[7] C.H.Chan and M.H. Pong, "Input Current Analysis of Interleaved Boost Converters Operating in Discontinuous-Inductor-Current Mode", PESC97, pp.392~398, 1997.

[8] Po-Wa Lee, Yim-Shu Lee, David K. W. Cheng, and Xiu-Cheng Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", IEEE Trans. on IE, Vol. 47, No. 4, pp.787~795, 2000.

[9] 김희준, "스위칭 전원의 기본 설계", 성안당, p.152, 2002.

6. 결 론

스위칭 전원장치의 역률개선 회로로서 IBPFC는 2개의 컨버터 cell로 구성되어 입력전류가 각 cell의 인덕터로 분할되어 흐르기 때문에 총 입력전류 리플을 저감시킬 수 있으며, 스위칭에 의한 손실을 감소시키면서 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있다.

본 논문에서는 두 승압형 컨버터 cell의 회로정수와 듀티비가 동일하다고 가정하고, 연속 전류모드에서 IBPFC를 해석하였다. 먼저, 스위칭 상태별 동작모드를 구분하고, 듀티비 조건에 의해 구분된 3가지 경우에 대해서 상태공간 평균화법을 이용하여 IBPFC를 모델링 하였다. 또한, 상태공간 평균화 모델을 바탕으로 상태변수들을 정상성분과 미소 변동성분으로 구분하여 정상상태 특성들을 분석하였으며, 미소 변동성분을 고려한 과도상태 해석으로부터 제어 전달함수를 제시하여 제어 설계를 용이하게 하였다.

저 자 소 개



허 태 원 (許 泰 遠)

1973년 4월 27일생. 1997년 동서대 전자공학과 졸업. 1999년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2001년~현재 마산대학교 컴퓨터응용전기계열 겸임교수.

Tel : 051-200-6745  
Fax : 051-200-7743  
E-mail : heota@donga.ac.kr



김 동 완 (金 炯 完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~현재 동명대학 전기전자계열 조교수.

Tel : 051-620-3416  
E-mail : dongwan@yongma.tmc.ac.kr



박 지 호 (朴 志 浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 8월 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2000년~현재 동명대학 기계자동화시스템계열 전임강사.

Tel : 051-620-3629  
E-mail : jhpark@yongma.tmc.ac.kr



우 정 인 (禹 靖 仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1970년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1979년~현재 동아대 전기전자컴퓨터공학부 교수.

Tel : 051-200-7734  
Fax : 051-200-7743  
E-mail : jiwoo@mail.donga.ac.kr



노 태 균 (盧 泰 均)

1963년 1월 23일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 일본 동경의과치과대학 대학원 박사과정 수료. 현재 유한대학 디지털모터과 전임강사.

Tel : 02-2610-0856  
E-mail : tkroh@yuhan.ac.kr



정 재 룬 (鄭 載 倫)

1950년 1월 3일생. 1978년 중앙대 전기공학과 졸업. 1980년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1981년~현재 유한대학 컴퓨터제어과 교수

Tel : 02-2610-0830  
E-mail : jlchu@yuhan.ac.kr