

불연속 전류모드로 동작하는 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터의 입력전류 리플개선

(Input Current Ripple Improvement on Interleaved Boost Power Factor Corrector
Operating in Discontinuous Current Mode)

허태원* · 박지호 · 노태균 · 김동완 · 박한석 · 우정인

(Tae - Won Heo · Jee - Ho Park · Tae - Kyun Roh · Dong - Wan Kim · Han - Seok Park · Jung - In Woo)

요 약

본 논문에서는 SMPS의 교류 입력측 역률을 개선시킬 수 있는 전치 레귤레이터로서 interleaved 승압형 컨버터를 관하여 연구하였다. Interleaved 승압형 역률보상 컨버터(IBPFC)는 입력전류를 두 개의 스위칭 소자에 의하여 50%씩 나누어져 흐르게 함으로써, 내부 전류제어 루프 없이 전압제어 루프만으로 제어계를 구성하여 입력전류 리플을 줄일 수 있다. 즉, IBPFC를 구성하는 각각의 부스트 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체적인 입력전류의 파형은 연속이 되어 입력전류 리플이 감소하게 된다. 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC를 해석하기 위하여 스위칭 상태에 따라서 6개의 모드로 구분하여 상태방정식을 구하였다. 또한, 각 상태방정식을 상태공간 평균화법을 이용하여 모델링하고, 미소변동분을 고려한 소신호 해석을 통하여 제어전달함수를 구할 수 있다. 또한, 제어전달함수를 이용하여 단일 전압제어 루프를 가지는 제어계를 설계하였으며, 이러한 해석 및 설계를 바탕으로 실험을 통하여 IBPFC의 역률개선 및 리플저감을 확인하였다.

Abstract

In this paper, interleaved boost converter is applied as a pre-regulator in switched mode power supply. The pre-regulator plays a role to improve power factor. Interleaved Boost Power Factor Corrector(IBPFC) can reduce input current ripple as a single voltage control loop only without inner current loop, because input current is divided each 50% by two switching devices. Each converter cell is also operated in discontinuous current mode and inductor current of each converter is discontinuous. Total input current which is composed by each converter cell is continuous current. Thus, IBPFC is able to improve input current ripple. IBPFC operating in discontinuous current mode can be classified as six modes from switching state and be carried out state space averaging small signal modeling. A control transfer function is obtained according to the modeling. Single voltage control loop is also constructed by the control transfer function. From experimental result, improvement of power factor and input current ripple are verified.

Key Words : IBPFC, Discontinuous current mode, State space average, Ripple, Power Factor.

1. 서 론

* 주저자 : 마산대학 컴퓨터응용전기계열 겸임교수
Tel : 051-200-6745, Fax : 051-200-7743
E-mail : heota@smail.donga.ac.kr
접수일자 : 2002년12월11일
1차심사 : 2002년12월16일
심사완료 : 2002년12월30일

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 전력변환장치의 입력측에서 발생하는 고조파와 무효전력의 문제가 심각하게 대

Journal of KIIEE, Vol. 17, No. 1, January 2003

두되고 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 컨버터를 기본회로로 하고 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 하는 여러 연구사례들이 발표되고 있다. 승압형 컨버터는 항상 입력전압보다 큰 전압을 출력하게 되므로 회로구성상 전력용 반도체 소자의 전압스트레스에 의한 스위칭손실이 상당히 크다는 단점이 있으며, 이를 보완하기 위한 소프트 스위칭 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-2]. 또한, 역률개선 회로의 입력전류 리플을 감소시키는 새로운 형태의 회로구성에 관한 연구도 발표되었다[3-4]. 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 IBPFC의 총 입력전류는 두 컨버터 cell에 50%씩 분할되어 흐르는 인덕터 전류의 합성으로 나타나기 때문에 전체적인 입력전류의 파형은 연속이 되어서 전류리플이 효과적으로 개선된다. 또한, 스위칭 주파수를 증가시키더라도 전력용 반도체 소자의 스위칭 손실을 줄일 수 있다[5-8].

본 논문에서는 스위칭 전원장치의 역률개선 회로로서 IBPFC의 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시킨다. 먼저, 불연속 전류모드의 듀티비 조건에 따라서 스위칭 상태별로 동작모드를 구분하고 상태공간 평균화법을 이용하여 모델링한다. 또한, 상태공간 평균화 모델의 미소 변동성분을 고려한 동특성으로부터 제어 전달함수를 구하여 불연속 전류모드로 동작하는 단일 전압제어계를 구성한다. 결국, 전체 제

어게는 전류제어 루프 없이 출력전압 검출에 의한 단일 전압제어 루프만으로 구성되어 각 컨버터 cell이 불연속 전류모드로 동작하게 된다. 또한, 각 컨버터 cell의 인덕터에 흐르는 불연속 전류의 합성이 전체 입력전류를 형성하게 되므로, IBPFC의 총 입력전류는 연속 전류파형을 나타내게 되며 전류리플이 개선된다. 즉, 각각의 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시킴으로서 제어계를 단일 전압제어 루프만으로 구성하여도 전류리플을 효과적으로 개선할 수 있게 된다. 또한, 실험을 통하여 IBPFC의 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시켰을 경우에 총 입력전류는 입력전압과 동상으로서 리플이 개선된 파형을 나타낸다는 것을 확인한다.

2. IBPFC의 회로구성과 동작모드

2.1 회로구성

그림 1의 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터는 기존의 인덕터, 스위칭 소자, 그리고 다이오드로 구성되는 승압형 컨버터 cell 2개가 정류회로부와 커패시터 링크부 사이에 각각 병렬로 연결되어 있는 형태이다.

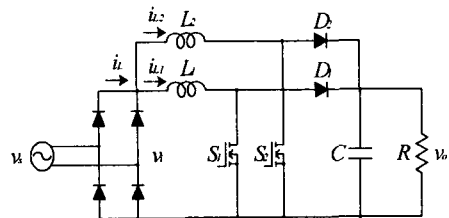


그림 1. Interleaved 승압형 역률보상 컨버터
Fig. 1. Interleaved boost power factor corrector

각 승압형 컨버터 cell의 회로정수가 동일하다고 가정하면 이상적으로 각 cell은 50%의 전력분담 효과를 나타내게 된다. 따라서, 입력전류는 두 승압형 컨버터 cell의 인덕터에 흐르는 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성으로 나타나기 때문에 각각의 컨버터를 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체 입력전류는 불연속 구간 없이 입력전류 리플을 효과적으로 저감시키게 된다.

2.2 동작모드

IBPFC의 각 승압형 컨버터 cell이 불연속 전류모드로 동작할 경우에 듀티비는 아래의 조건[6]에 따라서 6개의 동작모드로 구분되어 진다.

$$1) D \leq 1 - \alpha$$

여기서, $\alpha = \frac{V_{i(peak)}}{V_o}$ 으로서 출력전압에 대한 입력전압의 피크치로서 주어진다.

2) 최대 역률을 얻기 위한 최대 α 값은 0.5이다. 그러므로, 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC의 듀티비 조건은 다음과 같이 결정된다.

$$D \leq 0.5$$

위의 듀티비 조건에 따라서 IBPFC를 동작시키면 스위칭 1주기 당 다음과 같이 6개의 모드로 동작하게 됨을 알 수 있다.

$D < 0.5$ 일 때, 모드 1에서 6까지 순차적으로 6개의 동작모드가 형성된다. 또한, $D = 0.5$ 일 때는 모드 1 → 모드 2 → 모드 4 → 모드 5의 순서로 4개의 모드로 동작한다. 따라서, 그림 2와 같이 듀티비 조건 $D \leq 0.5$ 에서는 모드 1부터 6까지 각 모드별로 해석한다.

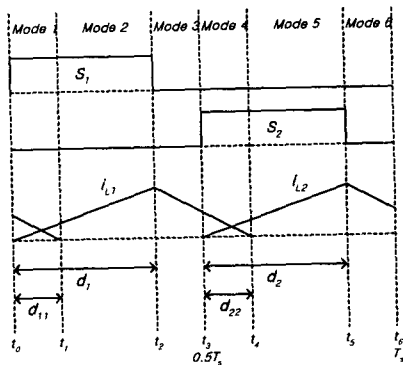
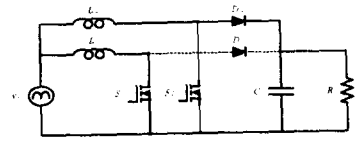


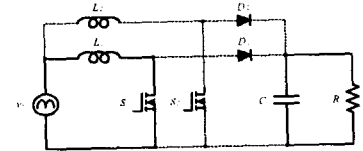
그림 2. 각 동작모드별 파형
Fig. 2. Each mode waveforms

2.3 동작모드별 회로해석

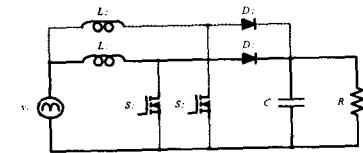
듀티비 조건으로부터 스위치 S_1 과 S_2 의 상태에 의한 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 에 따라서 그림 2와 같이 6개의 동작모드 별로 구분할 수 있으며, 그에 따른 등가회로를 그림 3에 나타내고 있다.



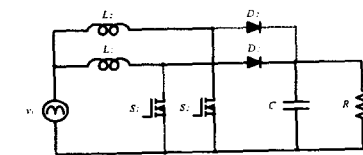
(a) Mode 1 ($t_0 \sim t_1$)



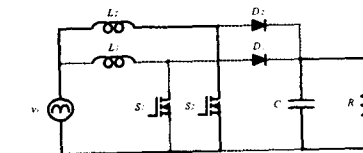
(b) Mode 2 ($t_1 \sim t_2$)



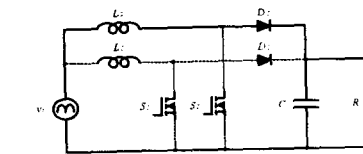
(c) Mode 3 ($t_2 \sim t_3$)



(d) Mode 4 ($t_3 \sim t_4$)



(e) Mode 5 ($t_4 \sim t_5$)



(f) Mode 6 ($t_5 \sim t_6$)

그림 3. 동작모드별 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuits

1) 모드1($t_0 \sim t_1$)

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

S_1 이 도통하기 시작하므로 L_1 에 에너지가 축적되면서 i_{L1} 이 증가하게 된다. 그리고, S_2 는 차단상태이므로 L_2 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급한다. 따라서, i_{L2} 는 감소하게 된다. 모드1에 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) 모드2($t_1 \sim t_2$)

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

S_1 의 도통상태가 지속되므로 L_1 에는 에너지가 계속 축적되면서 i_{L1} 이 증가하게 되고, L_2 에는 축적되어 있던 에너지가 모두 소비되어 i_{L2} 는 흐르지 않게 된다. 충전된 출력측 커패시터가 부하측으로 에너지를 공급하게 된다. 모드2에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (2)와 같다.

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

3) 모드3($t_2 \sim t_3$)

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

S_1 이 차단되므로 L_1 에 축적되었던 에너지가 출력측으로 공급되면서 i_{L1} 이 감소하기 시작한다. 그리고, S_2 는 차단상태를 유지하므로 i_{L2} 는 흐르지 않는다. 모드3에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (3)

조명 · 전기설비학회논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

과 같다.

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

4) 모드4($t_3 \sim t_4$)

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

S_1 이 차단상태를 유지하므로 L_1 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급한다. 따라서, i_{L1} 은 감소하게 된다. 그리고, S_2 가 도통하기 시작하므로 L_2 에는 에너지가 축적되면서 i_{L2} 가 증가하게 된다. 모드4에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (4)와 같다.

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

5) 모드 5($t_4 \sim t_5$)

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

S_1 의 차단상태 유지로 L_1 에 축적되어 있던 에너지가 모두 소비되어 i_{L1} 은 흐르지 않게 된다. 또한, S_2 는 도통상태가 지속되므로 L_2 에 에너지가 계속 축적되면서 i_{L2} 가 증가하게 된다. 부하측으로는 충전된 출력측 커패시터의 에너지가 공급된다. 모드5에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \\ \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (5)$$

6) 모드 6($t_5 \sim t_6$)

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

S_1 의 차단상태가 유지되므로 모드 5에서와 같이

i_{L1} 는 흐르지 않는다. 그리고, S_2 가 차단되므로 L_2 에 축적되었던 에너지가 출력측으로 공급되면서 i_{L2} 는 감소하기 시작한다. 모드1에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (6)$$

2.4 상태공간 평균화 모델

상태공간 평균화법을 적용하기 위하여 i_{L1} , i_{L2} 그리고 v_o 를 상태변수로 하고 v_i 를 입력으로 하는 상태방정식으로부터 상태행렬을 표현한다. 각 동작모드에 따른 상태 식 (1)부터 (6)까지를 상태행렬로 각각 표현하면 식 (7)~(12)와 같다. 그리고, 그림 2에서 주어진 듀티비에 따라 상태공간 평균화법을 적용하면 식 (13), (14)와 같이 평균화 상태행렬을 구할 수 있다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$A = A_1 d_{11} + A_2(d_1 - d_{11}) + A_3(0.5 - d_1) + A_4 d_{22} + A_5(d_2 - d_{22}) + A_6(0.5 - d_2) \quad (13)$$

$$b = b_1 d_{11} + b_2(d_1 - d_{11}) + b_3(0.5 - d_1) + b_4 d_{22} + b_5(d_2 - d_{22}) + b_6(0.5 - d_2) \quad (14)$$

50%씩 전력분담을 하는 IBPFC의 각 승압형 cell은 동일한 회로정수를 가진다고 가정하면 $L_1 = L_2 = L$, $r_1 = r_2 = r$ 로 할 수 있다. 또한, S_1 과 S_2 에 동일한 듀티비가 인가된다고 가정한다면 $d_1 = d_2 = d_0$, $d_{11} = d_{22} = d_{00}$ 로 할 수 있다. 이러한 가정에 따라 평균화 상태행렬을 구하면 식 (15)와 같다.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{r(0.5 + d_{00})}{L} & 0 & -\frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{L} \\ 0 & \frac{r(0.5 + d_{00})}{L} & -\frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{L} \\ \frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{C} & \frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{0.5 + d_{00}}{L} \\ \frac{0.5 + d_{00}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

해석을 간단히 하기 위하여 L_1 과 L_2 의 저항성분을 무시하고 식 (15)를 다시 쓰면 식 (16)과 같은 상태행렬식으로 표현된다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{L} \\ \frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{C} & \frac{0.5 - d_0 + d_{00}}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{0.5 + d_{00}}{L} \\ \frac{0.5 + d_{00}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (16)$$

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

그림 2에서 $i_{L1}(T_s) = i_{L1}(0) = 0$ 이 되며 이것은

평균값에서도 $\bar{i}_{L1}(T_s) = \bar{i}_{L1}(0) = 0$ 이 된다. 따라서, 식 (17)과 같은 조건이 성립하게 된다. 동일한 방법으로 i_{L2} 에 대해서도 같은 조건이 성립한다. 또한, 식 (18)과 같이 전류의 평균값을 근사화 할 수 있다.

$$\frac{d \bar{i}_{L1}(t)}{dt} = \frac{d \bar{i}_{L2}(t)}{dt} = 0 \quad (17)$$

$$\bar{i}_{L1} = \bar{i}_{L2} = \frac{I_p}{2} = \frac{v_i}{2L} d_0 T_s \quad (18)$$

여기서, I_p 는 i_{L1} 과 i_{L2} 의 피크값을 나타내고, T_s 는 스위칭 주기를 나타낸다.

식 (16)과 두 조건식 (17) 및 (18)로부터 정상상태와 과도상태에서의 상태방정식을 각각 분리하기 위해 아래와 같이 각 변수들을 정상분과 미소 변동분의 합으로 표현한다.

$$d_0 = D_0 + \hat{d}_0 \quad d_{00} = D_{00} + \hat{d}_{00} \quad i_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1} \\ i_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2} \quad v_o = V_o + \hat{v}_o \quad v_i = V_i + \hat{v}_i$$

여기서, 대문자로 표시된 각 변수들은 정상분을 나타내고, 'hat'로 표시된 각 변수들은 미소 변동분을 나타낸다. 위 변수들을 식 (16)과 조건식 (17), (18)에 대입하여 풀면 미소 변동분에 대한 방정식 (19)를 구해 낼 수 있다.

$$\frac{d \hat{v}_o}{dt} = \frac{D_0(0.5 + D_{00}) + (0.5 + D_{00})^2}{RCD_0(0.5 - D_0 + D_{00})} \hat{v}_i - \frac{D_0 + 0.5 + D_{00}}{RCD_0} \hat{v}_o \\ + \frac{V_o(0.5 - D_0 + D_{00}) - D_0 V_o + V_o(0.5 + D_{00})}{RCD_0(0.5 - D_0 + D_{00})} \hat{d}_0 \quad (19)$$

식 (19)로부터 입출력 전달함수 및 제어 전달함수를 각각 구할 수 있다. 여기서, 제어 전달함수는 듀티입력에 대한 출력전압의 전달함수로서 식 (20)과 같다.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o(0.5 - D_0 + D_{00}) - D_0 V_o + V_o(0.5 + D_{00})}{s + \frac{D_0 + 0.5 + D_{00}}{RCD_0}} \quad (20)$$

3. 제어기 설계

컨버터를 불연속 전류모드로 동작시키면 전류제어 루프 없이 출력전압 검출을 통한 단일 전압제어 루프만으로 역률개선이 가능하지만 입력전류의 리플이 크게 된다. 그리고, 연속 전류모드로 동작시키게 되면 역률뿐만 아니라 불연속인 경우에 비하여 전류리플 또한 개선할 수 있다. 그러나, 전압제어 루프뿐만 아니라 입력전류의 검출에 따른 전류제어 루프도 구성되므로 이중루프 제어구조로서 제어회로가 복잡해지게 된다.

IBPFC는 2개의 컨버터 cell에 의하여 입력전류의 흐름이 50%씩 분할되고 전체 입력전류는 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성으로 나타나기 때문에 각각의 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체적인 입력전류의 파형은 연속이 되어 전류리플을 효과적으로 개선할 수 있다. 그러므로, 그림 4와 같이 출력전압의 검출을 통한 단일 전압제어 루프만으로 역률개선을 위한 제어계 구성이 가능하게 된다.

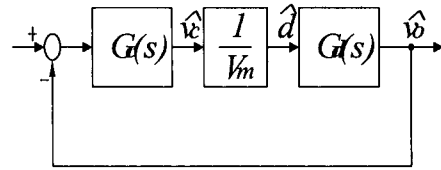
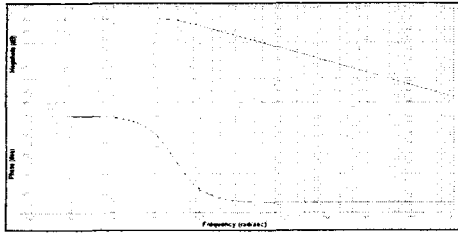


그림 4. 제어계의 블록선도
Fig. 4. Block diagram of control system

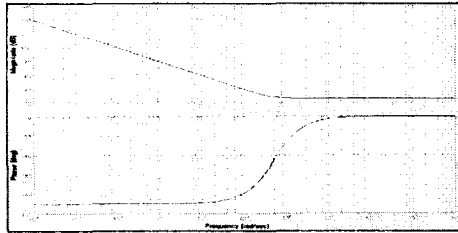
그림 4는 제어기와 비교기를 포함하는 IBPFC의 전압루프 제어계를 나타내고 있다. 여기서, $G_d(s)$ 는 식 (20)에서 구한 IBPFC의 듀티입력에 대한 출력전압의 전달함수를 나타내며, $G_c(s)$ 는 제어기의 전달함수를 나타낸다. $G_d(s)$ 가 1차 시스템이므로 $G_c(s)$ 는 PI제어기로 구성하였다. 두 번째 블록의 V_m 은 삼각파의 진폭으로서 비교기를 나타낸다.

식 (20)의 제어 전달함수 $G_d(s)$ 에 대한 이득 및 위상곡선을 그림 5(a)에서 보여주고 있다. 그림 5(b)의 보드선도는 제어계의 정상특성 및 과도특성을 고려해 설계된 전형적인 PI제어기를 나타내고 있다. 그리고, 그림 5(c)의 보드선도는 제어계의 개루프 전달함수를 보여주고 있다.

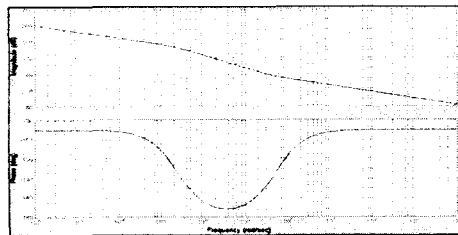
불연속 전류모드로 동작하는 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터의 입력전류 리플개선



(a) Bode diagram of IBPFC



(b) Bode diagram of designed PI controller



(c) Bode diagram of open loop transfer function for control system

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

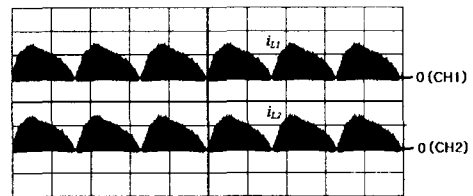
4. 실험

본 논문에서는 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC의 특성을 확인하기 위하여 일반적인 역률개선 회로 설계기준[9]에 따라 출력전압 400[V]/80[W] 급으로 표 1에 제시된 회로정수들을 사용하여 실험회로를 구성하였으며 실험에서는 저항부하를 사용하였다. 그림 6(a)는 IBPFC 각 컨버터 cell의 인덕터 L_1 과 L_2 에 흐르는 불연속 전류파형이다. 그림 6(b)는 인덕터 전류 i_{L1} 및 i_{L2} 의 확대파형을 나타낸다. 그림 6(c)는 입력전압 v_s 와 입력전류 i_L 의 파형으로서

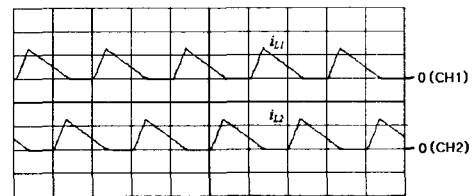
전압파형과 동상으로 제어된다. 또한, 입력전류는 각 컨버터 cell의 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성이기 때문에 연속 전류파형으로 나타나며 리플이 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

표 1. IBPFC 회로정수
Table 1. IBPFC Circuit parameters

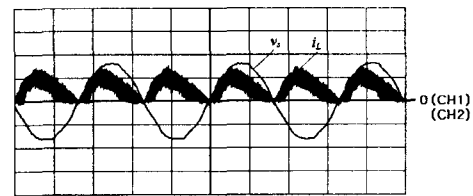
입력전압 (V_s)	220V
출력전압 (V_o)	400V
스위칭 주파수 (f_s)	100kHz
인덕턴스 ($L = L_1 = L_2$)	750 μ H
커패시턴스 (C)	100 μ F



(a) Inductor current of each converter cell(500mA/div, 5ms/div)



(b) Enlarged inductor Current (500mA/div, 5 μ s/div)



(c) Input voltage and Input current (200V/div, 500mA/div, 5ms/div)

그림 6. IBPFC의 각부 파형
Fig. 6. Each waveforms of IBPFC

5. 결 론

스위칭 전원장치의 역률개선 회로로서 IBPFC는 두 개의 승압형 컨버터 cell로 구성되어 입력전류가 각 cell의 인덕터로 절반씩 분할되어 흐르기 때문에 총 입력전류는 각 cell의 인덕터 전류의 합성으로 나타난다. 따라서 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체적인 입력전류의 파형은 연속이 된다. 또한, 제어계를 단일 전압제어 루프만으로 구성하여도 전류리플을 효과적으로 개선시킬 수 있게 된다.

본 논문에서는 두 승압형 컨버터 cell의 회로정수와 인가되는 듀티비가 동일하다고 가정하고 불연속 전류모드에서 IBPFC를 해석하였다. 먼저, 불연속 전류모드 동작에 위한 듀티비 조건으로부터 스위칭 상태 별로 6개의 동작모드로 구분하여 해석하였으며, 각 동작모드의 상태방정식으로부터 상태공간 평균화법을 이용하여 IBPFC를 모델링 하였다. 또한, 상태공간 평균화 모델을 바탕으로 상태변수들을 정상성분과 미소 변동성분으로 구분하여 미소 변동성분을 고려한 동특성으로부터 제어 전달함수를 제시하였으며, 이를 이용하여 출력전압 검출에 의한 단일 전압제어 계를 설계하였다. 또한, 실험을 통하여 IBPFC의 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시켰을 경우에 총 입력전류의 파형은 연속으로서 입력전압과 동상으로 나타나며 리플이 개선됨을 확인하였다.

References

[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] 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.
 [4] 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.
 [5] L.Balogh and R.Redl, "Power-Factor Correction with

Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode", PESC93, pp.168~174, 1993.
 [6] 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.
 [7] 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.
 [8] J.R. Pinheiro, H.A. Grunling, D.L.R. Vidor, and J.E. Baggio, "Control Strategy of an Interleaver Boost Power Factor Correction Converter", PESC99, vol.2, pp.137~142, 1999.
 [9] 김희준, "스위칭 전원의 기본 설계", 성안당, p.326, 2002.

◇ 저자소개 ◇

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 마산대학 컴퓨터응용전기계열 겸임교수.

박 지 호 (朴志浩)

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

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.

김 동 완 (金炯完)

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

박 한 석 (朴澣錫)

1955년 3월 23일생. 1981년 중앙대 전기공학과 졸업. 1983년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~현재 부경대학교 전기제어계측공학부 교수.

우 정 인 (禹靖仁)

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