

Interleaved 승압형 역률 전치보상 컨버터의 설계

• 허태원, 노태균, 정재룡, 안인모, 손영대, 유정인
 동아대학교, 유한대학, 다산대학, 동서대학교

Design of Interleaved Boost Power Factor Preregulator

• T.W. Heo, T.G. Noh, J.R. Jung, I.M. Ahn, Y.D. Son, J.I. Woo
 Dong-A University, Yuhan College, Masan College, Dongseo University

Abstract - In this paper, interleaved boost converter is applied as a pre-regulator in switch mode power supply. Interleaved Boost Power Factor Preregulator (IBPFP) can reduce input current ripple as a simple voltage control loop only without inner current loop, because input current is divided each 50% by two switching devices. IBPFP can be classified as three cases from duty ratio condition in continuous current mode and be carried out state space averaging small signal modeling. According to modeling, the PID controller is applied and voltage control loop is constructed for suitable design condition. From frequency domain analysis, it is verified that control system is satisfied with design condition of switch mode power supply.

1. 서론

스위칭 전원장치에 있어서 입력 교류전류의 파형을 개선하기 위해 사용되는 전치레플레이터로는 일반적으로 인덕터 필터가 입력측에 있는 승압형 컨버터를 기본회로로 사용하고 있다. 승압형 컨버터를 불연속 전류모드로 동작시킬 경우에 제어회로는 간단하지만 입력전류의 리플이 크다는 단점이 있다. 그리고, 연속 전류모드로 동작시키는 경우에는 전류리플은 개선할 수 있으나 상대적으로 제어회로가 복잡해지는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 스위칭 전원장치의 역률 전치보상 컨버터를 내부 전류제어루프 없이 전압제어 루프만으로써 입력전류 리플을 저감시킬 수 있도록 Interleaved 승압형 역률 전치레플레이터(Interleaved Boost Power Factor Preregulator : IBPFP)를 적용한다. IBPFP는 2개의 스위칭소자를 이용하여 입력전류의 흐름을 50%씩 분할하기 때문에 간단한 제어기로도 전류리플을 효과적으로 개선할 수 있다[1,2]. 선형적인 해석을 위하여 듀티비 조건에 따라 3개의 Case로 분류하고, 스위칭 상태에 따라 IBPFP를 상태공간 평균화기법을 이용한 소신호 모델링을 행한다. 이러한 해석을 바탕으로 안정성과 과도특성을 향상시킬 수 있는 제어를 설계한다. 또한, 주파수영역 해석을 통하여 그 타당성을 입증한다.

2. IBPFP 해석

2.1 회로구성

그림 1의 Interleaved 승압형 역률 전치보상 컨버터는 2개의 승압형 컨버터 cell이 정류회로부와 커패시터 링크 부 사이에 병렬로 연결되어 있는 형태이다. 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 입력전류의 리플성분이 감소하게 된다.

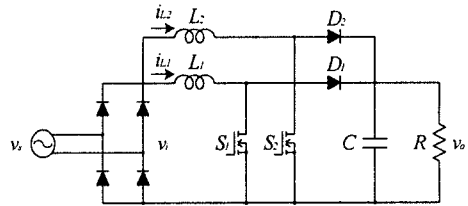


그림 1 Interleaved 승압형 역률 전치보상 컨버터

2.1 동작모드

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

• 동작모드 1(S_1 : ON, S_2 : OFF)

인덕터 L_1 에 에너지가 축적되므로 i_{L1} 이 증가하게 된다. 그리고, L_2 에는 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급한다. 따라서, i_{L2} 는 감소하게 된다.

• 동작모드 2(S_1 : OFF, S_2 : OFF)

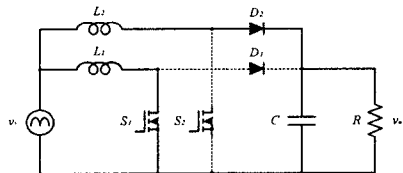
인덕터 L_1 과 L_2 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고, 부하측에 에너지를 공급한다. i_{L1} 과 i_{L2} 는 감소하게 된다.

• 동작모드 3(S_1 : OFF, S_2 : ON)

인덕터 L_1 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고, 부하측에 에너지를 공급한다. i_{L2} 는 감소하게 된다. 그리고, L_2 에는 에너지가 축적되며 i_{L2} 가 증가한다.

• 동작모드 4(S_1 : ON, S_2 : ON)

인덕터 L_1 과 L_2 에 각각 에너지가 축적되므로 i_{L1} 과 i_{L2} 는 증가하게 된다. 그리고, 부하측으로의 에너지 공급은 출력측 커패시터의 충전에너지가 담당하게 된다.



(a) 동작모드 1

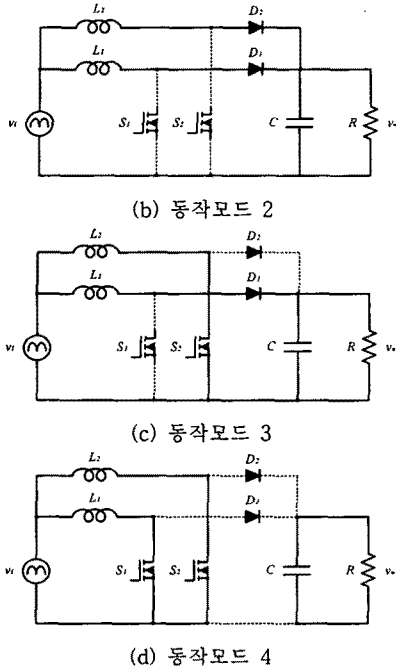


그림 2 각 동작모드별 등가회로

인덕터 L_1 과 L_2 의 저항성분 r_1, r_2 를 고려하여 각 동작모드별 상태방정식을 구하면 식 (1)~(4)와 같다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \quad (1)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \quad (1)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \quad (2)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \quad (2)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_{L1} + \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \quad (2)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \quad (3)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \quad (3)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_{L1} - \frac{1}{RC} v_o \quad (3)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \quad (4)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \quad (4)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = -\frac{1}{RC} v_o \quad (4)$$

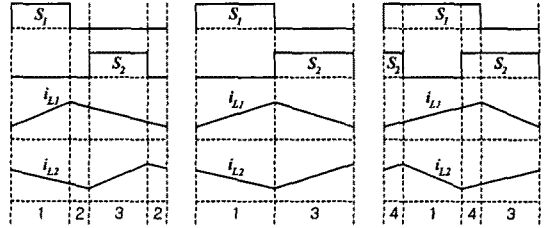
2.2 상태공간 평균화 모델

각각의 승압형 컨버터 cell이 연속전류모드로 동작할 경우 듀티비의 조건에 따라서 다음과 같이 3개의 Case로 분류하여 IBPFP를 해석할 수 있다.

Case I : $d < 0.5$ 일 때, 두 개의 스위치 상태에 따라서 3가지 모드로 동작한다.

Case II : $d = 0.5$ 일 때, 두 개의 스위치 상태에 따라서 2가지 모드로 동작한다.

Case III : $d > 0.5$ 일 때, 두 개의 스위치 상태에 따라서 3가지 모드로 동작한다.



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

그림 3 각 동작모드 Case별 파형

각 승압형 cell의 회로정수 $r=r_1=r_2, L=L_1=L_2$, 그리고 $i_{L1}=i_{L2}$ 이라고 가정하고, 각 동작모드에 따른 상태 방정식 (1)~(4)에 상태 공간평균화 기법을 적용하여 모델링하면 위의 3가지 Case에 대한 상태 공간평균화 모델은 다음과 같이 표현되어 진다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5)$$

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

식 (5)의 상태공간 평균화 모델에 미소 변동성분을 고려하면 다음과 같다.

$d = D + \hat{d}, i_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1}, i_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2}, v_o = V_o + \hat{v}_o, v_i = V_i + \hat{v}_i$ 를 식 (5)에 대입하면 다음과 같이 정상성분과 미소 변동성분에 대해서 각각 표현되어진다. 아래 식은 정상성분에 대한 상태공간 평균화 모델이다.

$$0 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (6)$$

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

또한, 아래 식은 미소 변동성분에 대한 상태공간 평균화 모델을 나타낸다. 여기서, 미소 변동성분간의 곱은 충분히 작은 값이므로 무시하면 식 (7)과 같은 모델을 얻을 수 있다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ \frac{V_o}{L} \\ -\frac{I_{L1} + I_{L2}}{C} \end{bmatrix} u_2 \quad (7)$$

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

식 (7)로부터 임출력 전달함수 및 제어 전달함수를 구할 수 있다. 식 (8)과 (9)는 IBPFP의 주파수영역 해석

이용할 수 있다.

$$G_v(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{v}_i(s)} = \frac{1-D}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{2(1-D)^2}{LC}} \quad (8)$$

$$G_d(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{-\frac{V_o}{RC(1-D)}s + \frac{2V_o(1-D)}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{2(1-D)^2}{LC}} \quad (9)$$

3. 제어기 설계 및 분석

상대별 IBPFPP의 해석을 통하여 양호한 안정성과 과도 특성을 확보할 수 있는 제어기를 설계할 수 있다. 그림 4는 제어기와 비교기를 포함하는 IBPFPP의 전체 제어계를 나타내고 있다. 내부 전류제어 루프가 없는 전압제어 루프로만 구성된다.

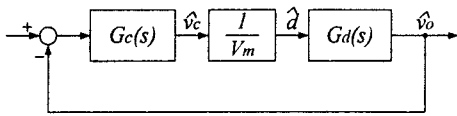
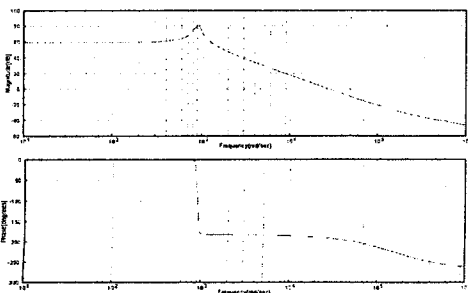


그림 4 제어계의 블록선도

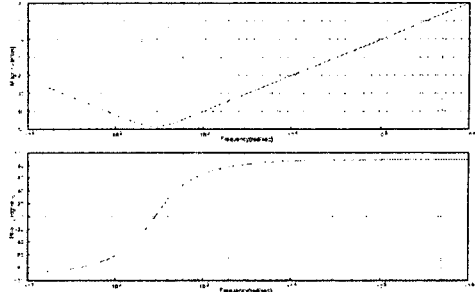
여기서, $G_c(s)$ 는 제어기의 전달함수를 나타내고, PID제어기를 나타낸다. 두 번째 블록의 V_m 은 삼각파의 진폭이며, 비교기를 나타낸다. 일반적인 스위칭 전원장치의 설계기준으로서 제어계의 개루프 전달함수가 아래의 4가지 조건을 만족하도록 제어기를 설계한다(3). PID제어기를 이용하면 아래의 4가지 조건을 모두 만족시킬 수 있다.

- (조건 1) 원점에 극점이 존재하도록 한다.
 - (조건 2) 0dB를 통과하는 이득의 기울기가 -20dB/dec 되도록 한다.
 - (조건 3) 교차주파수를 스위칭주파수의 1/4~1/5이 되도록 한다.
 - (조건 4) 위상여유가 45°~60° 정도 되도록 한다.
- 따라서, 위의 4가지 조건을 만족하도록 PID제어기의 이득을 설정한다.

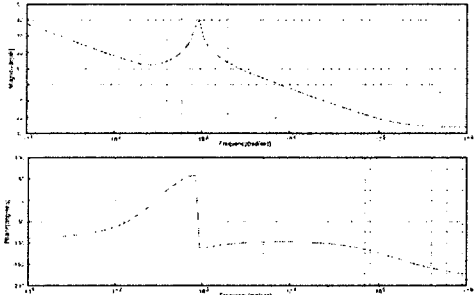
식 (9)의 제어 전달함수 $G_d(s)$ 에 대한 이득 및 위상 곡선을 그림 5(a)에서 보여주고 있다. 위상여유가 안정한 계의 위치에 근접해 있음을 알 수 있다. 그림 5(b)의 보드선도는 제어계의 개루프 이득이 위 4개의 조건을 만족시킬 수 있도록 설계된 전형적인 PID제어기를 나타내고 있다. 그리고, 그림 5(c)의 보드선도는 제어계의 개루프 전달함수를 보여주고 있으며, 위상여유가 약 60° 정도로 스위칭 전원장치의 설계기준을 만족하고 있음을 확인할 수 있다.



(a) IBPFPP의 보드선도



(b) 설계된 PID제어기의 보드선도



(c) 제어계의 개루프 전달함수의 보드선도

그림 5 주파수 영역에서의 특성 분석

4. 결론

IBPFPP는 2개의 승압형 컨버터 cell이 입출력측 사이에 병렬로 연결되어 있는 형태로서 각 cell의 인덕터에 50%씩 분할되어 흐르는 전류가 전체 입력전류를 형성하게 되므로 리플성분이 현저하게 감소하는 장점을 가지고 있다. 따라서, 역률 전치보상 컨버터로서 IBPFPP를 사용하면 전류모드제어를 하지 않고도 입력전류를 리플이 적은 정현파형으로 제어할 수 있다. 즉, 전압제어루프만으로도 설계 기준을 만족시키는 양호한 특성을 나타낸다.

본 논문에서는 IBPFPP의 해석을 위해 듀티비 조건에 따라 3개의 Case로 분류하고, 스위칭 상태에 따라 상태공간 평균화기법을 이용한 소신호 모델을 구했다. 이 모델로부터 전압제어루프를 구성하여, 설계기준에 만족하고 안정성과 과도특성을 향상시킬 수 있는 제어기를 구성하였다. 또한, 주파수영역 해석을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

(참고 문헌)

- [1] L.Balogh and R.Redl, "Power-Factor Correction Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Mode", PESC93, pp.168~174, 1993.
- [2] J.R. Pinheiro, H.A. Grundling, D.L.R. Vidor and J.E "Control Strategy of an Interleaver Boost Power Correction Converter", PESC99, vol.2, pp.137~142, 1999
- [3] 김희준, "스위치모드 파워스플라이", 성안당, p.113, 1999