

불연속전류모드에서 interleaved DC-DC dual boost 컨버터용 소 신호 해석 및 제어기 설계

박주문* 박상은* 국정현* 황영성* 김영록** 성세진*
충남대학교* (주)지오닉스**

Small Signal Analysis and Controller Design for Interleaved DC-DC Dual Boost Converter in Discontinuous Current Mode

Joo Moon Park* Sang Eun Park* Jung Hyun Kuk* Young Seong Hwang*
Young Roc Kim** Se Jin Seong*
Chungnam National University* Xeonic.co.,LTD**

ABSTRACT

Interleaved Dual Boost(IDB) converter can reduce current ripple, switching loss and harmonics without filter in input power line. Moreover, this improve power factor.

In this paper, we will use the state average method and small signal analysis at the Interleaved dual boost converter.

4-type controllers were designed by using control transfer function. The result of these controller simulations is analyzed and proposed a proper controller at IDB

1. 서 론

IDB 컨버터 운전은 병렬 운전 개념을 기본으로 한다. 이러한 컨버터를 운전하는 경우에 있어서 동작 모드는 세 가지로 구분된다. 즉, 연속 전류 모드, 불연속 전류 모드, 임계 전류 모드로 구분되어진다. 여기서는 불연속 모드에서의 운전을 바탕으로 소 신호 해석을 수행하였고, 제어기를 설계했다. IDB 형태의 구성에 있어서 가장 커다란 장점은 병렬로 구성된 서로 다른 컨버터 사이에서 입력 전류의 리플을 줄일 수 있고, 입력 파워 분배와 고조파 손실을 더불어 줄일 수 있다. N개의 interleaved된 컨버터를 운전할 경우 1/N로 스위칭 횟수를 줄일 수 있어 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

제안된 논문의 가장 주된 목적은 불연속 인덕터 전류 모드에서 두 개의 interleaved된 셀(cells)을 동작시키는 데 있어서 적절한 제어기를 설계하는 것인데 이 제어기 설계를 위해서 소 신호 해석을 바탕으로 제어기를 설계했다. <그림1>에서와 같이 두 개의 interleaved 된 컨버터의 응용은 에너지 저장 인덕터

의 전체적인 크기를 상당히 줄일 수 있을 뿐만 아니라 EMI 필터로서의 역할도 하게 된다.

<그림1>은 IDB 컨버터의 회로 구성도이다. <그림2>는 IDB 컨버터를 스위칭하는데 있어서의 스위칭 파형과 각각의 인덕터에 흐르는 전류 파형을 보여준다. 스위치 Q_1, Q_2 는 push-pull 스위칭 소자로서 duty ratio가 50% 미만에서 동작한다. Q_1 이 ON인 동안, 입력전압 V_{in} 은 에너지를 L_1 에 저장하고, L_2 에 저장된 에너지를 부하에 전달한다. 역으로, Q_2 가 ON인 경우에는 L_2 가 에너지를 저장하고 L_1 에 저장된 에너지를 부하에 전달한다. 컨트롤러의 데드타임 때문에 Q_1, Q_2 가 모두 OFF인 구간이 존재한다.

소 신호 해석을 위하여 IDB 컨버터를 선형화한 상태 방정식으로 모델링하였고, 소신호 해석에 의한 제어 전달 함수를 통해 4가지 타입의 제어기를 설계했다. 각 제어기의 시뮬레이션 결과를 통하여 최적의 제어기를 선정하였다.

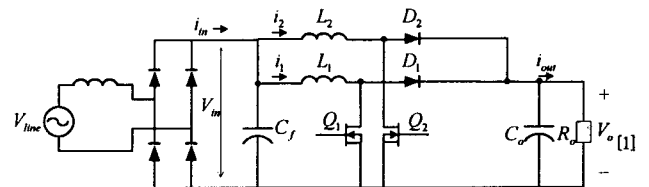


그림 1. IDB 회로 구성도

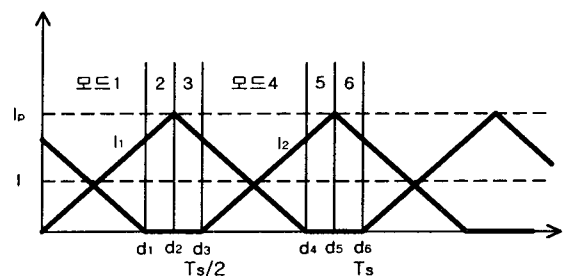


그림 2. IDB의 모드별 인덕터 전류

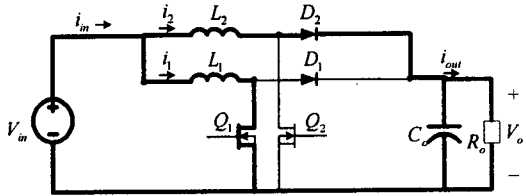
2. 동작 설명

2.1 상태 평준화법 적용

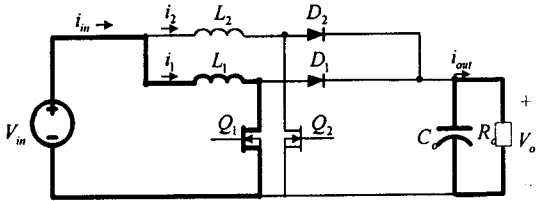
전류 불연속 모드의 특성 해석에 상태 평준화법을 적용해서 각 모드의 동작을 설명할 수 있다. <그림3 (a)> ~ <그림3 (c)>는 각 모드별 등가회로를 나타낸 것이다. 모드4에서 모드6은 L_1 과 L_2 를 바꾸어 주면 된다. 본 논문에서 사용되는 스위칭 듀티비는 50%미만에서 동작하도록 했다. 스위치가 도통인 상태와 차단인 상태일 때, 각 상태에 대한 회로는 선형회로로 볼 수 있으므로, 각 회로에 대하여 한 주기 동안 나타나는 상태방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax + bv_{in} \quad (1)$$

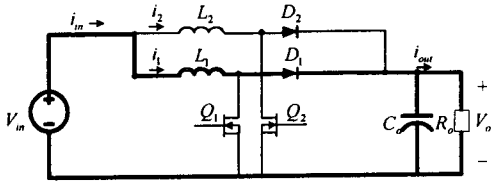
상태 벡터 $x = [i_1 \ i_2 \ v_o]^T$ 로 하고 각 모드가 상태 방정식을 세우면 다음과 같다.



(a) 모드1



(b) 모드2



(c) 모드3

그림 3. 각 모드별 등가회로

모드 1의 미분 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_1 \quad (2)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_{in}}{L_2} - \frac{r_2}{L_2} i_2 - \frac{v_o}{L_2} \quad (3)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_2}{C} - \frac{v_o}{RC} \quad (4)$$

식 (2), (3), (4)를 식(1)에 대입하면

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

모드 2에서

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_1 \quad (7)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC} \quad (8)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

모드 3에서

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_1 - \frac{V_o}{L_1} \quad (10)$$

$$\frac{dv_o}{v_i} = \frac{i_1}{C} - \frac{v_o}{RC} \quad (11)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

모드 4에서 모드 6은 L_1 과 L_2 가 바뀐 모양으로 모드1에서 모드3를 순서대로 L_1 과 L_2 를 바꾸어 주면 된다. 따라서

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_5 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_6 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서 r_1 과 r_2 는 각 인덕턴스 권선저항이며, 위 식 (6), (9), (12), (13), (14), (15)에서 식 (1)의 각 벡터 계수는 다음과 같이 구해진다.

$$A = d_1 A_1 + d_2 A_2 + d_3 A_3 + d_4 A_4 + d_5 A_5 + d_6 A_6 \quad (16)$$

$$b = d_1 b_1 + d_2 b_2 + d_3 b_3 + d_4 b_4 + d_5 b_5 + d_6 b_6 \quad (17)$$

L_1 과 L_2 를 같게 구성하면

$L_1 = L_2 = L$, $r_1 = r_2 = r$, $d_1 = d_4$, $d_2 = d_5$, $d_3 = d_6$
 $d_1 + d_4 = D_1$, $d_2 + d_5 = D_2$, $d_3 + d_6 = D_3$ 와 같이 할 수
 있으며, 식 (1)의 각 벡터 계수는 다음과 같이 간략화 하여
 표현할 수 있다.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{D_3}{L} \\ 0 & -\frac{r}{L}D_1 & -\frac{D_1}{L} \\ \frac{D_3}{C} & \frac{D_1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{D_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

<그림 2>에서 볼 수 있듯이 $i_1(T_s) = i_1(0) = 0$, $i_2(T_s) = i_2(0) = I_p$ 이 되며 이것은 평균값에서도 $\bar{i}_1(T_s) = \bar{i}_1(0) = 0$, $\bar{i}_2(T_s) = \bar{i}_2(0) = I_p$ 가 됨을 알 수 있고 결국

$$\frac{d\bar{i}_1(t)}{dt} = 0, \quad \frac{d\bar{i}_2(t)}{dt} = I_p \quad (19)$$

의 조건이 성립되고, \bar{i}_1 , \bar{i}_2 는 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\bar{i}_1 = \frac{I_p}{2} = \frac{v_m}{2L} dT_s \quad (20-1)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{I_p}{2} = \frac{v_m}{2L} dT_s \quad (20-2)$$

따라서 전류 불연속 모드의 특성 해석에 상태 공간 평균화법을 적용할 경우에는 식 (1)의 상태평균화 방정식과 식 (19) 및 식 (20)을 함께 사용해야 한다.

2.2 소신호 해석에 의한 동적 특성

식(18)에서 식(20)으로부터 상태평균화 방정식에 $v_i = V_i + \hat{v}_i$, $D_1 = \hat{D}_1 + \bar{d}_1$, $D_2 = \hat{D}_2 + \bar{d}_2$, $D_3 = \hat{D}_3 + \bar{d}_3$, $i_1 = I_1 + \hat{i}_1$, $v_o = V_o + \hat{v}_o$

의 미소 변동을 고려하고 2차의 미소항을 무시하면

$$\hat{D}_3 \hat{v}_o + \bar{d}_3 V_o = -r \hat{d}_1 - r \hat{d}_2 - r \bar{d}_3 + \hat{v}_i$$

$$\hat{D}_1 \hat{v}_o + \bar{d}_1 V_o = -r \hat{d}_1 + \hat{v}_i$$

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{1}{C} (\hat{D}_3 \hat{i}_1 + \bar{d}_3 I_1) + \frac{1}{C} (\hat{D}_1 \hat{i}_2 + \bar{d}_1 I_2) - \frac{\hat{v}_o}{RC} \quad (21)$$

$$\hat{i}_1 = \frac{T_s}{2L} (\hat{D}_1 \hat{v}_i + \bar{d}_1 V_i)$$

$$\hat{i}_2 = \frac{T_s}{2L} (\hat{D}_1 \hat{v}_i + \bar{d}_1 V_i)$$

과 같이 되고 이들 식으로부터 \hat{d}_3 , \hat{i}_1 , \hat{i}_2 를 소거하고 v_o 에 대해서 정리하면

(이하 $\hat{D}_1 = D_1$, $\hat{D}_2 = D_2$, $\hat{D}_3 = D_3$ 로 정리한다.)

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot \frac{D_1}{(D_3 + D_1)} \times \left\{ \hat{v}_o - \left(\frac{2}{D_1} + \frac{D_2}{D_1 D_3} \right) \hat{v}_i - \frac{V_o}{D_1} \left(\frac{D_3 + D_1}{(D_3 + D_2) D_1} - 1 \right) \bar{d}_1 - \frac{V_o}{D_1} \bar{d}_2 \right\} \quad (22)$$

가 되고 이것을 라플라스 변환하면 입출력 전달함수 및 제어 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{G_{vo}}{1 + s/w_p} = \frac{\frac{1}{D_1} (2 + \frac{D_2}{D_3})}{1 + \frac{RC(D_3 + D_1)}{d} s} \quad (23)$$

$$G_d(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{G_{do}}{1 + s/w_p} = \frac{\frac{V_o}{D_1} (\frac{D_3 + D_1}{D_3 + D_2})}{1 + \frac{RC(D_3 + D_1)}{D_1} s} \quad (24)$$

같은 방법으로 구하여진 Single-Boost Converter와 의 입출력 및 제어 전달함수를 아래 표와 같이 비교할 수 있다.

표 1. Single boost converter와 IDB의 전류 불연속 모드에서의 동적특성 비교

	IDB	Single Boost
w_p	$\frac{D_1}{RC(D_1 + D_3)}$	$\frac{2}{RC} \cdot \frac{2D_1 + D_2}{2D_1}$
G_{vo}	$\frac{1}{D_1} (2 + \frac{D_2}{D_3})$	$\frac{D_1 + D_2}{D_2}$
G_{do}	$\frac{V_o}{D_1} \cdot \frac{D_3 + D_1}{D_3 + D_2}$	$\frac{V_o}{D_1} \cdot \frac{2D_1}{2D_1 + D_2}$

2.3 제어기 설계 및 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 4가지 타입의 제어기를 먼저 소개하고, 각 제어기의 특징과 이러한 제어기를 어떻게 설계했을 경우에 가장 적절한 응답을 얻을 수 있는가를 시뮬레이션을 통해서 확인했다.

2.3.1 타입1 제어기

타입 1 제어기는 하나의 저항과 하나의 캐패시터로 구성된 가장 간단한 오차 증폭기이다. 원점에 단일 극점(single pole)을 가지므로 이 제어기는 적분기 형태를 취한다.

IDB 컨버터의 제어기가 타입 1인 경우의 시뮬레이션 한 결과는 그림 4와 같다. 스텝 응답으로부터 오버슈트(overshoot)가 존재하지 않으며 다른 컨트롤러와 비교해서 정상 상태에 도달하는 시간이 빠르다.

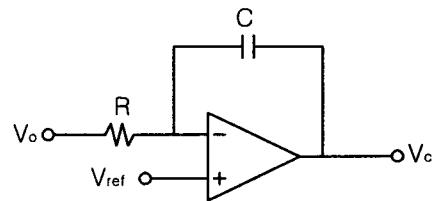


그림 4. 타입 1 제어기

2.3.2 타입 2 제어기

타입 2 제어기는 하나의 영점과 두 개의 극점을 갖는다. 여기서는 영점과 두 번째 극점 사이에는

평탄한 이득 특성을 보이는데, 이 평탄한 지점에서 이득 교차 주파수(gain crossover frequency)를 설정할 경우에 가장 적절한 응답을 보임을 확인할 수가 있었다.

제어기가 타입 2인 경우의 시뮬레이션 결과는 그림 5와 같이 대략 50%이상의 오버슈트가 생기고, 정상 상태에 도달하는 시간이 타입 1보다는 4배정도 늦게 도달한다.

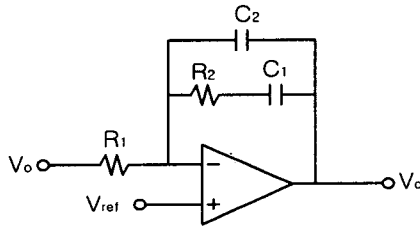


그림 5. 타입 2 제어기

2.3.3 타입 3 제어기

타입 3제어기는 원점에 있는 극과 그 밖의 극 하나와 두 개의 영점을 갖는다. 이 제어기는 타입 2와 다르게 두 개의 영점 사이에 평탄한 이득 특성을 보인다.

그림 6과 같이 타입 3 제어기는 거의 오버슈트를 갖지 않으며, 정상 상태 응답에 도달하는 시간은 타입1과 유사하다.

두 번째 영점에 최대한 인접하여 이득 교차 주파수(gain crossover frequency)를 설정하여야만 이 제어기의 이득, 위상 여유가 가장 알맞게 얻어짐을 시뮬레이션 결과로부터 확인할 수가 있었다.

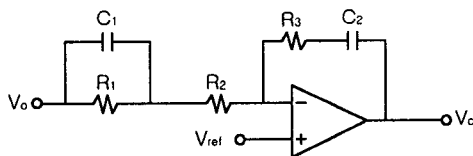


그림 6. 타입 3 제어기

2.3.4 타입 4 제어기

타입 4 제어기는 두 개의 영점과 두 개의 극점을 갖는다. 이 제어기는 타입 3 제어기와 유사하지만 두 군데의 평탄한 이득을 보인다.

타입 4 제어기의 시뮬레이션 결과는 그림 7과 같이 가장 빠르게 정상 상태에 도달함을 확인할 수가 있었으며, 작은 오버슈트(약 7%)를 갖는다.

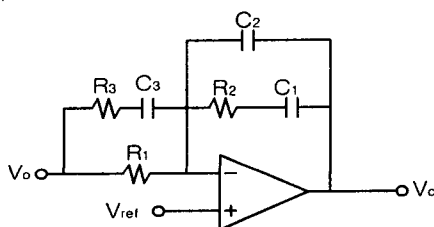


그림 7. 타입 4 제어기

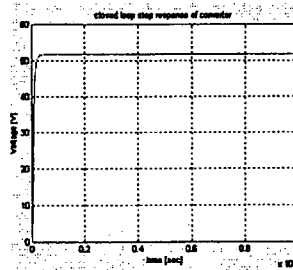


그림 8. 타입1의 스텝응답

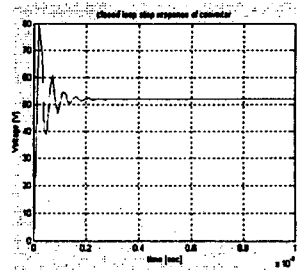


그림 9. 타입2의 스텝응답

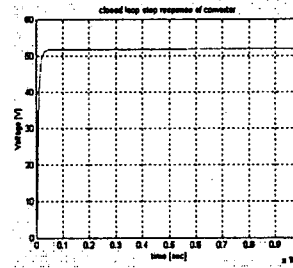


그림 10. 타입3의 스텝응답

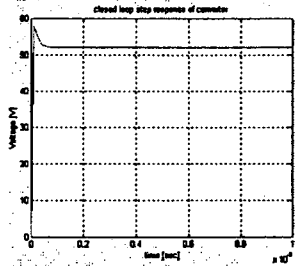


그림 11. 타입4의 스텝응답

3. 결론

본 논문에서는 IDB 컨버터의 소 신호 해석과 그 결과를 토대로 얻어진 제어 전달함수를 가지고 4가지의 제어기를 설계하여 스텝 응답에 대한 시뮬레이션 하였다.

각 제어기를 설계하는데 다른 특징이 존재함을 확인하였고, 제어기 설계 관점에 있어서는 타입 1,3의 제어기가 가장 적절한 제어기로 생각할 수 있다.

시스템의 특징 및 각 디자이너의 필요성에 따라서 원하는 제어기를 선택할 수 있도록 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

본 논문에서 얻어진 결과를 토대로 실제 실험에 적용하여 얻어진 실험 결과와 시뮬레이션 결과를 비교, 분석하는 것이 향후 과제라고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] 김희준, "스위치모드 파워서플라이" 성안당, 2000.
- [2] Chan,C.H; Pong,M.H, "Input current analysis of Interelaved boost converter operating in discontinuous inductor mode", PESC97 Record., 1997.
- [3] Schramm, D.S.; Buss, M.O. "Mathematical analysis of a new harmonic cancellation technique of the input line current in DICM noost converters", PESC'98 Record. 29th Annual IEEE, pp. 1337~1343 vol. 2
- [4] Keith Billings, "SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK", ISBN 0-07-006719-8, McGraw-Hill, 1999.