

연속 전류 모드에서 Interleaved DC-DC Dual Boost 컨버터
소 신호 해석 및 제어기 설계

*박상은 **손승찬 *성세진
충남대학교* 국방과학연구소** 충남대학교*

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

*Sang-Eun Park **Seung-Chan Sohn *Se-Jin Seong
Department Electrical Engineering Chungnam Nat'l University*
Agency for Defense Development**

Abstract - Interleaved dual boost 컨버터는 전력 분배 시스템에서 입력 전류 리플을 줄이고 스위칭 손실을 줄일 수 있고, 필터 없이 입력라인 고조파 성분을 줄일 수 있으며, 더불어 역률 개선의 효과를 이룰 수 있다.

본 논문에서는 Interleaved Dual Boost(IDB) 컨버터를 운전하는 경우에 있어서 상태 공간 평균화법을 사용하여 소 신호 해석을 수행하였다. 그 해석 결과로 얻어진 제어 전달 함수를 바탕으로 IDB 컨버터에 적합한 수 개의 제어기를 설계하였다. 시뮬레이션을 행한 결과로 얻어진 여러 가지 제어기 타입의 각 특성을 분석하고 그 중 IDB 컨버터로 가장 적절한 제어기를 제안하였다.

analysis)을 바탕으로 얻어진 제어 전달 함수를 통해 4가지 타입의 제어기를 설계했다. 각 제어기의 시뮬레이션 결과를 통하여 최적의 제어기를 선정하였다.

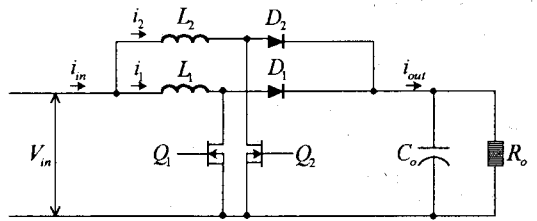


그림 1. Interleaved dual-boost의 회로구성도

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 연속 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.[1]-[3]. N개의 interleaved된 컨버터를 운전할 경우 1/N로 스위칭 횟수를 줄일 수 있어 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

제안된 논문의 가장 주된 목적은 연속 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. 그림 1에서와 같이 두 개의 interleaved 된 컨버터의 응용은 에너지 저장 인덕터의 전체적인 크기를 상당히 줄일 수 있을 뿐만 아니라 EMI 필터로서의 역할도 하게 된다.

그림 1은 IDB 컨버터의 회로 구성도이다. 그림 2는 IDB 컨버터를 스위칭하는데 있어서의 스위칭 파형과 각각의 인덕터에 흐르는 전류 파형을 보여준다. 스위치 Q1, Q2는 push-pull 스위칭 소자로서 duty ratio가 50% 미만에서 동작한다. Q1이 ON인 동안, 입력전압 Vin은 에너지를 L1에 저장하고, L2에 저장된 에너지를 부하에 전달한다. 역으로, Q2가 ON인 경우에는 L2가 에너지를 저장하고 L1에 저장된 에너지를 부하에 전달한다. 컨트롤러의 데드타임 때문에 Q1, Q2가 모두 OFF인 구간이 존재한다.

소 신호 해석을 위하여 IDB 컨버터를 선형화한 상태 방정식으로 모델링하였고, 개 루프 해석(open loop

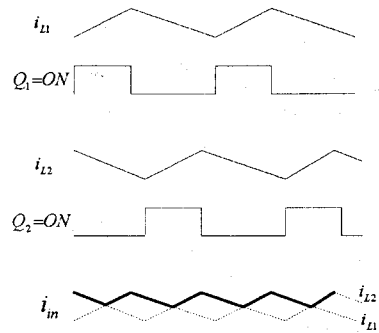


그림 2. IDB의 스위칭 파형과 인덕터 입력전류 파형

2. 개 루프 해석(Open Loop Analysis)

Q1이 ON일 경우와 OFF일 경우의 모드는 다음과 같이 상태방정식으로 표현할 수 있다. ON, OFF 두 토폴로지는 그림 3a, 3b로 나타내게 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.

$$\dot{X} = A_1x + b_1 \quad 0 \leq t \leq T_{ON} \quad \dots (1)$$

$$\dot{X} = A_2x + b_2 \quad T_{ON} \leq t \leq T \quad \dots (2)$$

와 같은 두 모드가 상태 방정식으로 표현된다. 여기서 X는 상태변수이다.

Q1이 ON일 경우의 미분방정식은 다음과 같다.

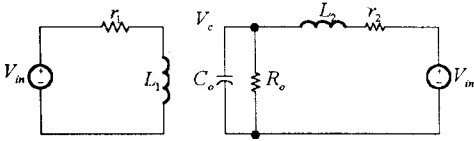


그림 3a. Q1이 ON일 경우의 IDB 토폴로지

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_1 \quad \dots (3)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2} - \frac{r_2}{L_2} i_2 - \frac{v_c}{L_2} \quad \dots (4)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_o} i_2 - \frac{v_c}{R_o C_o} \quad \dots (5)$$

$$v_o = [0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_c \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

식(4), (5), (6)를 식(1)에 대입하면

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_1}{dt} \\ \frac{d i_2}{dt} \\ \frac{d v_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad \dots (7)$$

Q1이 OFF일 경우의 미분방정식은 아래와 같다.

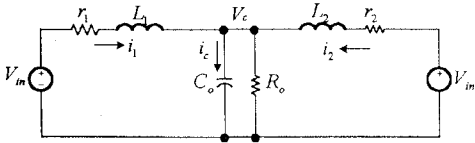


그림 3b. Q1이 OFF일 경우의 IDB 토폴로지

$$\frac{d i_1}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_1 - \frac{v_c}{L_1} \quad \dots (8)$$

$$\frac{d i_2}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2} - \frac{r_2}{L_2} i_2 - \frac{v_c}{L_2} \quad \dots (9)$$

$$\frac{d v_c}{dt} = \frac{1}{C_o} i_2 + \frac{i_2}{C_o} - \frac{v_c}{R_o C_o} \quad \dots (10)$$

$$v_o = [0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_c \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

식(8), (9), (10), (11)을 식(2)에 대입하여 정리하면,

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_1}{dt} \\ \frac{d i_2}{dt} \\ \frac{d v_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad \dots (12)$$

로 표현된다. 역으로, Q2인 경우에 있어서도 동일하게 구해진다. 여기서 V_{in} 은 입력전압, V_o 는 출력전압, C_o 는 부하 저항에 병렬 연결된 캐패시터의 캐패시턴스, L_1 과 L_2 는 interleaved된 인덕터의 인덕턴스, r_1 과 r_2 는 각 인덕터의 권선 저항이다. 여기서,

$$A = dA_1 + d'A_2 \quad \dots (13)$$

$$b = db_1 + d'b_2 \quad \dots (14)$$

$$c = dc_1 + d'c_2 \quad \dots (15)$$

d 는 정상상태 듀티비(duty ratio)이고 $d=1-d'$ 이다.

위에서 전개된 식을 바탕으로 제어기를 설계하기 위한 제어 전달함수(Control to output transfer function)를 구하면 아래와 같다.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = -\frac{v_{in}}{\Delta_1 \Delta_2} \times [as^2 + (\frac{2r}{L}a + \frac{(1-d)}{C_o}\beta)s + \frac{r^2}{L^2}a + \frac{(r-dr)}{C_o L}\beta] \quad \dots (16)$$

여기서,

$$a = -\frac{1}{C_o} (\frac{r}{C_o L^2} R + \frac{d}{C_o L^2}), \beta = \frac{2r-dr}{C_o L^3} \text{ 이고,}$$

Δ_1, Δ_2 는 A행렬과 (sI-A)행렬의 각 역 행렬이고, L_1, L_2 값과 각 권선 저항은 같은 것으로 했다.

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.

(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 짧다. 이 제어기가 정상 상태에 도달하는 시간은 0.25s 정도이다.

(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 20%의 오버슈트가 생기고, 정상 상태에 도달하는 시간이 0.07s 정도로 타입 1보다는 3배 이상 향상되었다.

(3) 타입 3 제어기

타입 3 제어기는 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 20%미만의 오버슈트를 갖고, 정상 상태 응답에 도달하는데 있어 0.05s 정도가 소요된다.

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

(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 확인 할 수 있었으며, 가장 적은 오버슈트(약 13%)를 갖는다. 정상상태에 도달하는 응답 곡선에서 많은 링잉(ringing)이 일어나고 있음을 확인 할 수 있었다.

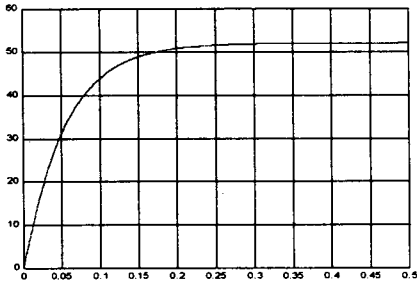


그림 4. 타입1 제어기에 의한 스텝응답

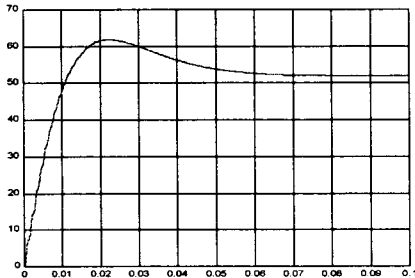


그림 5. 타입 2 제어기에 의한 스텝 응답

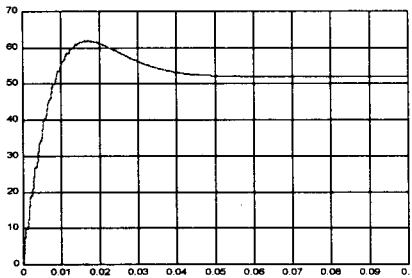


그림 6. 타입 3 제어기의 스텝 응답

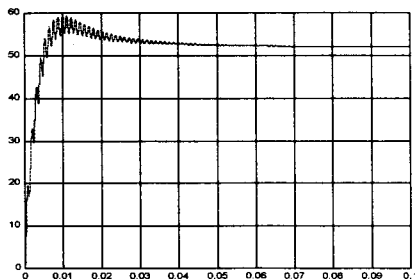


그림 7. 타입 4 제어기의 스텝 응답

3. 결 론

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 3의 제어기가 가장 적절한 제어기로 생각할 수 있다.

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

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

[참 고 문 헌]

- [1] Roberto Giral and Luis Marinez - Salamero: Switched Capacitor Interleaved Dual Boost Regulator with Sliding Mode Control, PESC98 in IEEE, Vol 4, pp. 1523-1538, 1998.
- [2] Roberto Giral, Luis Martinez, Javier Calvente, Ramon Leyva and Enric Vidal-Ildiarte: Self-Oscillating Interleaved Boost Regulator With Loss Free Resistor Characteristics, IEEE International Symposium on Circuits and system, pp. 825-828, 1997.
- [3] B. Miwa, D. Otten, and M. Schlecth, High efficiency power factor correction using interleaving techniques, Proceedings of IEEE APEC92, pp.557-568. 1992.
- [4] Schramm, D.S. ; Buss, M.O, Mathematical analysis of a new harmonic cancellation technique of the input line current in DICM Boost converters, PESC98 Record. 29th Annual IEEE, Vol 2, pp. 1337-1343, 1998.
- [5] Takuya Ishii and Yoshio Mizutani, Power Factor Correction using Interleaving Technique for Critical Mode Switching Converters, PESC98 Record, 29th Annual IEEE Vol 1, pp.905-910.
- [6] Laszlo Balogh and Richard Redl: Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode, Proceedings of APEC93, pp.168-174.
- [7] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이", 성안당, 1998
- [8] Keith H. Billing: SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK, McGraw-Hill, 1999 ISBN 0-07-006719-8.
- [9] RON LENK: Practical Design of Power Supplies, McGraw-Hill, 1998 ISBN 0-07-134324-5.