

속응성을 고려한 자기부상열차용 DC-DC 컨버터 제어

조정민<sup>1</sup>, 성호경<sup>2</sup>, 정병수<sup>3</sup>, 김봉섭<sup>4</sup>, 전기영<sup>5</sup>, 한경희<sup>6</sup>  
 한국기계연구원<sup>1</sup>, 충남대학교<sup>2</sup>, 명지대학교<sup>3</sup>

DC-DC Converter Control of Maglev Considering a fast response

J.M. Jho<sup>1</sup>, H.K. Sung<sup>2</sup>, B.S. Jeong<sup>3</sup>, B.S. Kim<sup>4</sup>, K.Y. Jeon<sup>5</sup>, K.H. Han<sup>6</sup>  
 KIMM<sup>1</sup>, Chung-Nam Univ.<sup>2</sup>, Myong-Ji Univ.<sup>3</sup>

**Abstract** - This paper presents a modified PI control algorithm using pole placement for DC-to-DC converter of a magnetic levitation system(MAGLEV). The gains of the control algorithm were selected based on pole locations formulated from a prototype Bessel transfer function model. The design incorporate tradeoffs in DC-to-DC converter hardware parameters and pole locations. In order to confirm the superiority of the proposed pole selection and controller, simulation and experiment results are presented.

1. 서 론

자기부상열차는 전자기적인 힘으로 부상 및 추진되므로 바퀴가 없이 운전되는 새로운 교통수단의 차량이다. 따라서 선로와 선체간에 아무런 접촉 부분이 없어 기계적 진동이 없이 조용히 주행할 뿐만 아니라 동력발생 시스템에 별도의 회전-직선형 운동변환장치가 전혀 필요 없어 시스템의 가동 신뢰성이 높고 보수유지비가 적은 것이 큰 특징이다. 그러나 현재 국내의 자기부상열차 시스템 개발력은 일본의 동형 모델인 HSST 수준에 근접하고 있으나 차량용 전장품의 신뢰도가 일본제품보다 아직 떨어져 많은 개선의 여지를 남겨놓고 있다[1].

자기부상열차의 전장품중 DC-DC 컨버터는 병렬로 구성된 수십 개의 부상용 효퍼에 전원을 공급한다. 상전도 흡인식 자기부상에 있어서 초기부상은 15mm~20mm 정도에 있다가 정상상태에서는 10mm 정도로 사상을 유지하기 때문에 초기 부상에서 정상상태에 이르는 짧은 시간동안의 전류변화가 매우 크다[2]. 이러한 짧은 시간동안에 전류가 급변하는 부하 시스템들과 알 수 없는 제어 루프속도를 갖는 부하(부상용 효퍼)는 전원공급시스템(DC-DC 컨버터)의 제어 안정성에 큰 영향을 줄 수도 있다[3].

본 연구에서는 다른 크기의 부하 및 다른 종류의 부하에 대하여 DC-DC 컨버터 시스템의 제어 안정 및 원하는 특성을 제공하기 위해 시스템에 적합한 제어루프를 적용하고, 제어기가 포함된 전체시스템의 상태방정식의 특성방정식을 구하여 원하는 극점에 극을 위치시킬 수 있도록 계수를 설정하였다. 이렇게 구성된 제어기의 개선된 특성을 확인하고자 시뮬레이션을 하였다.

2. 자기부상 열차용 DC-DC 컨버터

2.1 DC-DC 컨버터의 제어조건

본 논문에서 서술되는 DC-DC 컨버터의 사양은 55[kW] 급으로 전력부는 스위칭 주파수 5[kHz]에서 10%이상의 부하에서 연속 모드로 운전하도록 구성하고 출력 전압의 리플은 1%이하가 되도록 하며, 정전력부하를 포함한 광범위한 부하변화에 대해서도 안정하도록 하고자 하였다.

스위칭 주파수는 IGBT에서 스위칭 손실에 의한 온도제약조건을 고려하여 5[kHz]가 되도록 하였다. 전력 변환기

의 상세요구사항중 과도 응답에 대한 요구조건은 부하조건에 예상변화가 광범위하기 때문에 포함하지 않았다. 그러나 일반적으로 과도응답은 짧은 상승시간과 정착시간 그리고 오버슈트 전압은 작거나 없도록 하는 절충점을 선택하였다. 그래서 상승시간에 대한 적정한 값은 2% 이내, 정착 시간과 최대 백분율 오버슈트는  $t_s \leq 1$  [ms],  $t_r \leq 5$  [ms] 그리고,  $M_p \leq 5\%$  이내로 하였다.

2.2 제어 알고리즘

자기부상열차의 DC-DC 컨버터는 부상용 효퍼의 원활한 동작을 위해 과도한 부하 외란 조건에서도 DC 링크를 빠른시간내에 안정하게 유지하여야 한다. 이러한 요구조건을 만족시키기 위한 것으로써 극배치 제어가 바람직하다. 본 연구에서 적용한 제어기의 형태는 식(1)과 같다.

$$d(t) = -k_{pb}(i_L(t) - i_o(t)) + k_p(v_{ref}(t) - v_o(t)) + ki \int (v_{ref}(t) - v_o(t)) dt \quad (1)$$

본 연구에서 적용한 제어기의 출력은 세 개의 제어항의 합으로 구성되어 있다. 첫 번째 항은, 비교적 완만하게 변하는 전류  $i_L$ 과 출력 전류  $i_o$ 의 차로 이루어져 있다. 여기에서 시스템의 극점의 배치가 스위칭 주파수에 비해 적어도 1/10배 이하에 되도록 한다면, 스위칭 주기에 발생하는 인덕터의 전류리플은 제어루프에 영향을 주지 않게 된다. 이러한 점을 고려하여 극점이 설정이 되면, 첫 번째 항은  $k_{pb}$ 를 조절하여 출력전류에 발생하는 외란을 감쇠시킬 수 있으므로 기존의 PI제어기에 비하여 빠른 부하응답을 기대할 수 있다. 왜냐하면 기존의 제어기의 출력은 지령전압  $v_{ref}$ 에 대하여 출력 전압  $v_o(t)$ 의 차에 의해서만 발생하기 때문에 부하변동에 빠른 응답을 기대하기 어려웠다.

두 번째와 세 번째 항은, 출력전압에 맥동을 고려한 비례적분제어기로 이루어져 있다. 비례적분 제어기의 출력은 원하는 전압을 실제출력전압과의 차에 의해 발생된다. 이때, 비례항은 시스템을 안정화시키며, 적분항은 출력 전압의 오차를 최소화하는 역할을 한다.

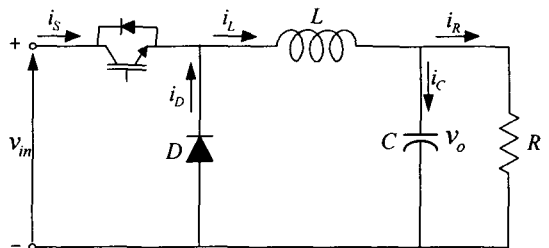


그림 1 DC-DC 컨버터의 전력부

### 2.3 DC-DC 컨버터 디자인 방정식

DC-DC 컨버터의 전력부는 그림 1과 같다. DC-DC 컨버터의 인덕턴스는 2가지의 설계조건에 의해 결정된다. 첫 번째의 설계조건은 정격부하의 10% 이상의 부하에 대하여 연속모드로 운전하여야 한다. 두 번째 조건은 사용 가능한 인덕턴의 코어에 의해 결정된다. 식(2)는 임계 인덕턴스에 대한 방정식을 나타낸다.

$$L = \frac{R}{2f_s} (1-D) \quad (2)$$

여기에서 시뮬레이션 대상 시스템의 조건을 적용하면 70%의 시비율에 스위칭주파수  $f_s = 5[\text{kHz}]$ , 부하저항  $R_{\text{load}} = 16[\Omega]$  (정격 전력의 10%)이므로 인덕턴스 값은  $480[\mu\text{H}]$  값이 된다.

커패시터는 출력 전압 리플이 1% 보다 작거나  $\Delta V_o < 3[V]$  가 되도록 설계한다. 식(3)은 커패시터의 크기를 산출하기 위한 방정식이다.

$$C = \frac{D}{8Lf_s^2 \Delta v_o} (v_{in} - v_o) \quad (3)$$

식(3)으로부터 커패시터의 크기는  $243[\mu\text{F}]$  보다 큰 값으로 설정하면 된다. 본 연구의 시뮬레이션에서 적용한 시스템의 파라미터는 시스템의 출력전류 리플향상 및 출력전압의 맥동향상을 위해서 인덕턴스 및 커패시터의 산출치보다 큰  $1.1[\text{mH}]$ 와  $3500[\mu\text{F}]$ 로 하였다.

### 2.4 극배치

식(4)는 식(1)의 제어기를 포함하는 DC-DC 컨버터의 상태공간평균화모델형태로 표현하였다. 이때 제어기를 제외하고 시스템의 파라미터를 적용한 open-loop 시스템 극점 또는 eigenvalues는  $s_1, s_2 = -4.8 \pm j10$ 이다.

페루프 극점은 DC-DC 컨버터의 지령전압  $v_{ref}$ 을 상수로 가정하였을 때, 식(4)의 상태 공간평균환 시스템 행렬식으로부터 구할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{v_{in}}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h_n \end{bmatrix} v_{ref} \quad (4)$$

$$A_{31} = -\frac{k_p}{C} + \frac{k_{pb}}{RC}$$

$$A_{32} = \frac{k_{pb}}{L} + \frac{k_p}{RC} - \frac{k_{pb}}{R^2 C} - k_i$$

$$A_{33} = -\frac{k_{pb} v_{in}}{L}$$

이를 위해서, 이득 값들은 적합한 극점 설정을 통하여 식(5)-식(7)로부터 얻을 수 있다.

$$k_{pb} = \frac{L}{v_{in}} \left( k_2 - \frac{1}{RC} \right) \quad (5)$$

$$k_p = \frac{LC}{v_{in}} \left( k_1 - \frac{1}{LC} \right) \quad (6)$$

$$k_i = \frac{k_0 LC}{v_{in}} \quad (7)$$

식(5)-식(7)에서  $v_{in}$ 은 입력전압,  $k_0, k_1, k_2$ 는 원하는 극점을 선택하고 특성방정식을 구하여 계수를 결정한다.

$$s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 = 0 \quad (8)$$

여기에서, 음수 또는 복소이득으로 귀착하는 극점, 또는 적어도 스위칭 주파수보다 1/10배 이하가 되지 않는 극점은 스위칭에 의한 시스템의 영향을 받게 됨으로 본 연구에서 고려하지 않았다. 그리고 극점을 설정하는데 있어서 반복을 통하여 원하는 시스템의 특성을 얻을 수도 있으나, 일반적으로는 복소평면상에서 제어기의 극점을 서로 이웃하도록 설정하는 것이 극점설정을 용이하게 한다. 본 연구에서는 이러한 점을 고려하여, 3차 시스템에 대하여 식(9)의 극점위치에 귀착하도록 Bessel function 원형모델을 도입하였다.

$$s_1, s_2 = -(0.7455 \pm j0.7112)\omega \quad [\text{rad/sec}] \quad (9)$$

$$s_3 = -0.9420\omega \quad [\text{rad/sec}]$$

여기에서,  $\omega$ 는 원하는 페루프 대역폭이 된다.  $\omega$ 를 선택하는 방법 즉 이득을 선택하는 방식은 3가지 요소에 의해 결정된다. 첫째로,  $\omega$ 는 원치 않는 제어기 간섭으로부터 영향을 받지 않기 위해서는 극좌표상의 허수축으로부터 가장 먼 극점이 적어도 스위칭 주파수보다 1/10 이하가 되도록 한다. 둘째,  $\omega$ 의 선택은 과도한 시비율 변화현상을 발생시키지 않도록 하여야 한다. 그 이유는 빠른 시비율 변화는 시비율 변화에 대하여 출력 커패시터단의 전압응답은 상대적으로 느림으로 시비율이 진동하고 이것 때문에 출력 전압에 노이즈를 발생시킬 수 있다. 세 번째,  $\omega$ 는 원하는 과도응답시간을 얻을 수 있도록 충분히 큰 값으로 설정하여야 한다.

이러한 기준을 바탕으로, 극점은  $\omega = 1500[\text{rad/sec}]$ 로 설정하였다.

$$s_1, s_2 = -1118.3 \pm j1066.8$$

$$s_3 = -1413 \quad (10)$$

극점 설정으로 3차 다항식은 식(8)처럼 구성한 후에, 얻어진 극점을 식(5)-식(7)의 방정식에 적용하여 제어기 이득을 찾을 수 있도록 할 수 있다.

$$k_{pb} = 0.098, k_p = 0.0509, k_i = 32.486$$

이러한 이득과 부하저항  $R = 16\Omega$ 인 경우에 극점은 다음과 같다.

$$s_1, s_2 = -1130 \pm j1142$$

$$s_3 = -1306$$

그림 2는 본 연구의 제어알고리즘을 적용한 DC-DC 컨버터의 전력회로 및 제어회로를 포함하는 전체 시스템의 블록도를 나타내고 있다. 제어방식은  $v_o$ 가 레환되어 기준전압  $v_{in}$ 을 추종하도록 시비율  $d(t)$ 를 조절하여 제어하도록 하였다.

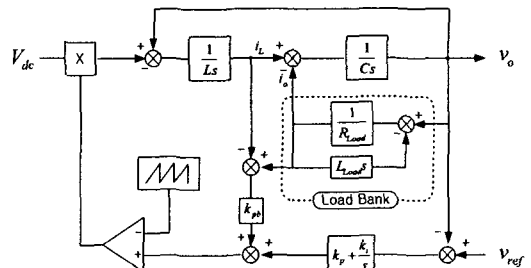


그림 2 시스템 전체 제어블럭도

### 2.5 시뮬레이션 결과

그림 2의 제어블록의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 3과 그림 4는 R부하의 변화에 대한 DC-DC 컨버터 시스템의 응답특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 결과로써 부하조건은 정격부하에 대하여 100%→10%→1%로 변화시켰다. 그림 3으로부터 부하의 크기를 줄여감에 따라 시스템의 응답이 다소 느려지며, 자연주파수(natural frequency)가 커지는 것을 볼 수 있다. 그러나 대체적으로 식(10)에서 제시한 부근에 극점이 나타나는 것을 볼 수 있어 제어기 설계조건에 준하는 시스템응답을 기대할 수 있다.

그림 4는 DC-DC 컨버터의 소프트 기동순간부터 초기 부상을 위한 급격한 부하외란 발생시 DC 링크의 변화 및 전류 크기의 변화를 나타낸 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 초기부상전류에 해당하는 100[A]의 급격한 전류외란 발생시 DC-DC 컨버터의 전압변동은 5[ms]사이 에 대략 3%의 전압변동만이 나타나고 있는 것을 알 수 있다. 따라서 일반적으로 시스템 사양에 적용되는 10%의 전압변동범위 기준에 준하는 것을 알 수 있다.

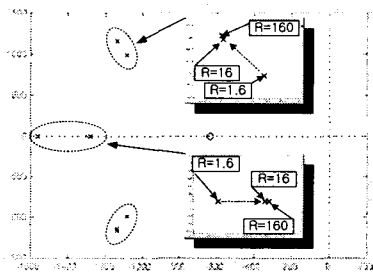


그림 3 R부하변화시 극점이동

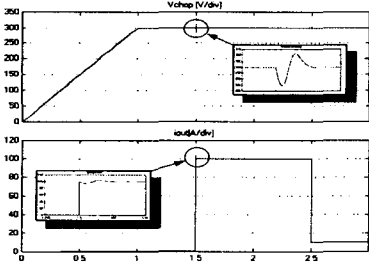


그림 4 출력전압 및 전류응답시형(R부하시)

그림 5와 그림 6은 RL부하가 직렬로 연결된 부하에 L의 변화에 대한 DC-DC 컨버터 시스템의 응답특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 결과이다. 그림 5는 부하변화조건이  $R=30[\Omega], L=200[mH] \rightarrow 20[mH] \rightarrow 2[mH]$ 로 변환 경우의 극점위치의 변화를 나타낸 것이다. 그림 5로부터 RL부하에서 L부하의 변화시 극점의 변화는 거의 변동이 없는 것을 알 수 있다. 단지 R부하의 크기에 많은 영향을 받고있다는 것을 알 수 있다.

그림 6은 DC-DC 컨버터의 RL부하특성을 시험하기 위한 것으로써 인덕턴스 부하  $L=20[mH]$ 이고 저항부하는 시간에 따라 가변할 때 DC 링크의 변동 및 전류 크기의 변화를 나타낸 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 100[A]의 급격한 전류외란 발생시에도 L부하에 의해 과도전류가 발생하지않기때문에 DC 전압변동분이 5[ms]사이에 대략  $\pm 1[V]$ 정도 변동하는 것을 볼 수 있다. 따라서, 본 연구에서 이용한 제어기는 R만의 부하 및 RL부하에 대해서도 DC-DC 컨버터의 출력 전압을 안정하게 유지시키는 것을 알 수 있다.

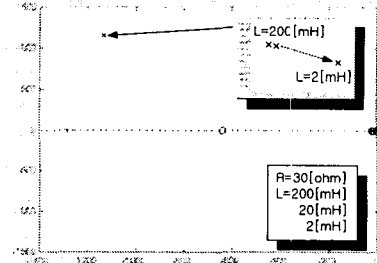


그림 5 RL부하변화시 극점이동

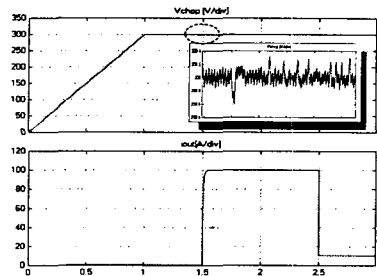


그림 6 출력전압 및 전류응답시형  
(부하조건 R=가변, L=20[mH])

### 3. 결 론

본 연구에서는 짧은 시간에 전류변화가 매우 큰 시스템들을 부하로 하는 자기부상열차의 DC-DC 컨버터에 대하여 제어안정성 및 전류장치로써 기능을 만족시킬 수 있으며 원하는 특성의 제어이득을 쉽게 구할 수 있도록, Bessel function 원형모델을 도입하여 극점을 설정하였다.

설정된 극점은 제어기를 포함하는 시스템의 특성방정식을 구하여 계수비교를 함으로써, 본 연구에서 적용한 제어기의 이득을 쉽게 구할 수 있었다.

이러한 시스템의 제어특성을 확인하기 위해 다양한 크기의 저항부하 및 저항과 인덕턴스 부하를 DC-DC 컨버터의 부하로 사용하여 각각의 부하에 대한 극점을 표시하고, 이렇게 표시된 극점의 이동을 분석하였다. 또한 시뮬레이션을 통하여 시스템 출력 전압과 전류 파형을 확인하였다. 그 결과 본 연구에서 적용한 제어 방식 및 이득 설정방법은 자기부상열차의 DC-DC 컨버터 시스템의 제어기로서 적합함을 입증하였다.

### [참 고 문 헌]

- [1] 장석명의 3인, "자기부상열차", 전기학회지, 제49권 5호, pp19-27, 2000년 5월
- [2] A.K. Wallace, J.H.Parker and G.E. Dawson, "Slip Control for LIM Propelled Transit Vehicles", IEEE Trans. Magnetics, Vol-16, No.5, 1980
- [3] R.W Ashton, J.G. Ciezki, M.G. Badorf, "The Synthesis and Hardware Validation of DC-to-DC Converter Feedback Control," IEEE, pp65-71, 1998