

## 자기부상열차용 전원장치에 관한 연구

鄭春炳<sup>†</sup>, 全基英<sup>\*</sup>, 全智鏞<sup>\*\*</sup>, 吳鳳煥<sup>\*\*\*</sup>, 李勳九<sup>\*\*\*\*</sup>, 金容珠<sup>§</sup>, 韓慶熙<sup>§§</sup>

## A Study on the Power supply of a magnetic levitation system(MAGLEV)

Choon-Byeong Chung, Kee-Young Jeon, Ji-Young Jeon, Bong-Hwan Oh,  
Hoon-Goo Lee, Yong-Joo Kim and Kyung-Hee Han

## 요 약

자기부상열차는 초기부상에서 정상상태에 이르는 짧은 시간동안 전류변화가 매우 큰 단점이 있다. 본 연구에서는 이를 안정적으로 제어하기 위해서 다중루프제어를 적용하였다. 제어가 포함된 전체시스템에 상태방정식의 특성방정식을 구하여 원하는 특성의 제어이득을 쉽게 구할 수 있도록, Bessel funtion 원형모델을 도입하여 극점을 설정하였다. 설정된 극점을 바탕으로 제어를 구성하고, 시스템의 특성방정식을 구하여 계수비교 함으로써, 시스템의 안정된 제어 특성을 확인 하였다.

## ABSTRACT

When the magnetic levitation system(MAGLEV) initially rise, The MAGLEV has a weak point that is very large variation of the electric current. In this paper, The author applied the multi-loop-control to stably control the 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 hard-ware para -meters and pole locations. In order to confirm the superiority of the proposed pole selection and controller, MATLAB simulation and experiment results are presented.

**Key Words** : Pole placement, DC-to-DC converter, Sub-chopper, Magnetic levitation system(MAGLEV), Bessel transfer function model, MATLAB simulation

## 1. 서 론

자기부상열차(Magnetically Levitated Vehicle)는 전

자기적인 힘으로 부상, 추진되므로 마찰 없이 운전되는 새로운 교통수단이다. 따라서 기계적 진동 없이 조용히 주행할 뿐만 아니라, 기존의 지상 고속운송수단에 비해 우수한 주행성능을 지니고 있어, 더 빠른 속도와 가속도를 낼 수 있다. 또한 동력발생 시스템은 별도의 회전-직선형 운동변환장치가 필요 없어 현재의 운동수단에 비해서 구조적으로 신뢰성 및 안정성이 높고, 유지 보수비가 적은 특징을 갖고 있다<sup>[1]</sup>.

그러나 이러한 장점에도 불구하고 실용화하기에는 해결해야 할 여러 문제점이 있으며, 그 중 하나는 차량부상용 전원장치의 안정화이다.

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, (주)한국엔지니어링 부사장  
E-mail : chungcb@daum.net  
<sup>\*</sup>정희원, 중소기업진흥공단 과장  
<sup>\*\*</sup>정희원, 아주자동차대학 자동차계열 부교수  
<sup>\*\*\*</sup>정희원, 명지전문대학 전기과 부교수  
<sup>\*\*\*\*</sup>정희원, 용인송담대학 조명인테리어학과 교수  
<sup>§</sup>정희원, 동양공업전문대학 전기시스템과 교수  
<sup>§§</sup>정희원, 명지대 전기제어정보공학부 교수  
접수일자 : 2007. 3. 22      1차 심사 : 2007. 4. 10  
2차 심사 : 2007. 5. 8      심사완료 : 2007. 5. 22

자기부상열차의 부상 전원장치는 강압 초퍼의 형태로 구성되어 있으며, 24개의 부상 제어용 초퍼가 주 전원장치에 연결된다. 부상 제어용 초퍼는 초기 부상 시 전류의 흐름이 매우 급격하게 변하게 됨으로써, 주 전원 공급 장치의 DC 공급전압이 불안정하게 되어, 과전압에 의한 빈번한 실패(Fault)가 발생된다<sup>[2][3]</sup>.

본 연구에서는 위와 같은 문제점을 개선할 수 있도록 다중루프 제어를 제시하였다. 제시된 제어기는 3개의 부분으로 구성되어 있다.

첫 번째는 리액터 전류와 출력 전류의 차를 보상하며, 두 번째와 세 번째는 비례적분제어를 사용하여 출력전압에 포함된 리플을 감소시키므로써, 안정화된 시스템을 구현하였다. 또한, 다른 크기의 부하 및 다른 종류의 부하에 대하여 DC-DC 컨버터 시스템의 제어 안정 및 원하는 특성을 기대할 수 있는 제어루프를 적용하고, 제어기가 포함된 전체시스템의 상태방정식의 특성방정식을 구하여 원하는 극점으로 위치시킬 수 있도록 계수를 선택하였다. 이 시스템의 특성을 확인하기 위해서 시뮬레이션과 실험을 통하여 결과를 비교 분석하였다.

## 2. 시스템 구성

### 2.1 부상시스템의 구성

그림 1은 전체 시스템의 구성도로 컨버터부, 초퍼부, 그리고 마이크로프로세서의 게이팅 신호를 받아 컨버터로부터 공급되는 직류전원을 자기부상열차의 부상에 필요한 직류전원으로 변환하는 부분이다.

시스템의 전력회로는 그림 1에 나타낸 것과 같이 컨버터 및 강압 초퍼를 중심으로 하여 입력전압에 대한 직류 평활용 필터와 출력전압 및 전류에 대한 필터회로로 구성되어 있다.

위 그림과 같이 실제의 초퍼 회로에 추가된  $L_2$ 는 부하인 Sub-chopper가 초기 충전시와 초기 부상시에 과전류로 인해서 부족 전압 오류(Under voltage fault)의 발생을 방지하기 위한 것이다.

자기부상용 강압초퍼는 출력전압이나 전류에 리플이 적어야 하며 자기부상시 빈번한 실패(Fault)가 발생하므로 응답특성에 속응성이 필요하고, 충분한 과부하용량을 갖도록 설계할 필요가 있다.

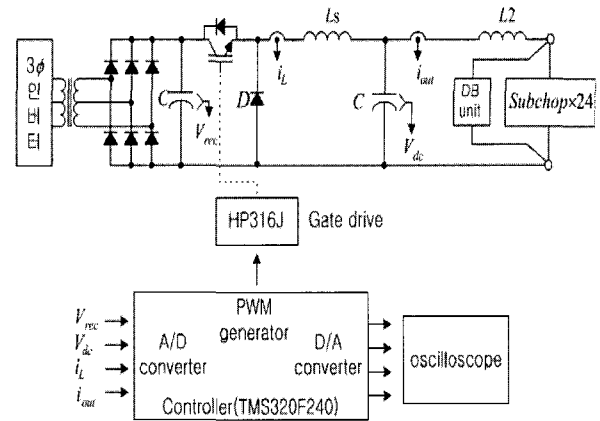


그림 1 전체 시스템의 구성  
Fig. 1 Scheme of all system

### 2.2 DC-DC 컨버터 및 부하의 모델

DC-DC 컨버터의 전력부는 그림 2와 같다. 강압초퍼의 인덕턴스는 2가지의 설계조건에 의해 결정된다. 첫 번째의 설계조건은 정격부하의 10% 이상의 부하에 대하여 연속모드로 강압초퍼를 운전하여야 한다. 두 번째 조건은 사용 가능한 인덕터의 코어에 의해 결정된다.

식 (1)은 임계 인덕턴스에 대한 방정식을 나타낸다<sup>[7]</sup>.

$$L_s = \frac{R_L}{2f_s}(1-M) \tag{1}$$

$L_s$  : 필터용 리액터

$R_L$  : 부하저항

$f_s$  : 스위칭 주파수

$M$  : 시비율

실제 시스템은 70%의 시비율에 스위칭주파수  $f_s=5[\text{kHz}]$ , 부하저항  $R_L=16[\Omega]$ (정격 전력의 10%)이므로 인덕턴스 값은  $480[\mu\text{H}]$  값이 된다.

커패시터는 출력 전압 리플이 1% 보다 작거나  $\Delta V_0 < 3[V]$ (출력전압의 변동률)가 되도록 설계한다. 식 (2)는 커패시터의 값을 산출하기 위한 방정식이다.<sup>[7]</sup>

$$C_s = \frac{M}{8L_s f_s^2 \Delta V_o} (V_{rec} - V_{dc}) \quad (2)$$

$C_s$  : 필터용 커패시터

$M$  : 시비율

$L_s$  : 필터용 리액터

$\Delta V_o$  : 출력전압 리플

$V_{rec}$  : 정류기 출력전압

$V_{dc}$  : DC-DC converter 출력전압

식(2)로부터 커패시터의 크기는 243[ $\mu$ F]보다 큰 값으로 설정하면 된다. 본 연구의 시뮬레이션에서 적용한 시스템의 파라미터는 시스템의 출력전류 리플 및 출력전압의 맥동저감 및 출력단의 사고 발생시 출력전압의 상승을 저감하기 위해서 인덕턴스 및 커패시터의 크기를 산출치보다 큰 1.1[mH]와 3500[ $\mu$ F]으로 하였다.

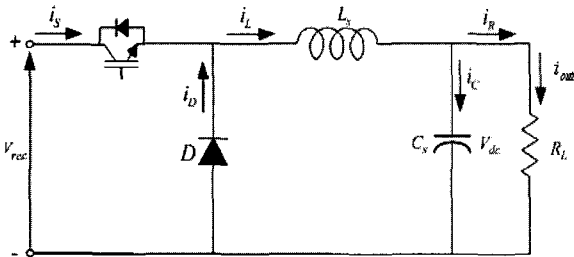


그림 2 DC-DC 컨버터의 전력부  
Fig 2 The Power Scheme of a DC-DC converter

그림 2의 DC-DC 컨버터의 전력부에 대한 시스템에 상태방정식을 나타내면 식 (3)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{1}{R_L C_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \\ 0 \end{bmatrix} V_{rec} \quad (3)$$

$M$  : 시비율

$V_{rec}$  : 정류기 출력전압

$V_{dc}$  : DC-DC converter 출력전압

$i_L$  : 인덕터에 흐르는 전류

$C_s$  : 필터용 커패시터

$R_L$  : 부하저항

### 2.3 DC-DC컨버터의 다중루프제어기

자기부상열차의 DC-DC 컨버터는 부하시스템에 안정한 전원을 공급하기 위해 과도한 부하 외란 조건에서도 DC 링크를 빠른 시간에 안정하게 유지하여야 한다. 이러한 요구조건을 만족시키기 위해서 극배치 제어가 바람직하다. 왜냐하면 PI제어기만으로는 DC-DC 컨버터의 극점을 원하는 위치로 배치시킬 수 없다. 따라서, 제어기는 식(4)와 같이 구성하였다<sup>[7]</sup>.

$$M(t) = -k_{pb}(i_L(t) - i_R(t)) + k_p(V_{ref}(t) - V_{dc}(t)) + k_i \int (V_{ref}(t) - V_{dc}(t)) dt \quad (4)$$

식 (4)의 제어기의 출력은 세 개의 제어항의 합으로 구성되어 있다. 첫 번째 항은, 비교적 완만하게 변하는 전류  $i_L$ 과 출력 전류  $i_R$ 의 차로 이루어져 있다. 이는 제어기의 극배치가 스위칭 주파수에 비해 적어도 1/10배 이하에 배치되었다면, 스위칭 주기에 발생하는 인덕터의 전류리플은 제어루프에 영향을 주지 않게 된다. 이와 같이 극점이 설정이 되면, 첫 번째 항은  $k_{pb}$ 를 조절하여 출력전류에 발생하는 외란을 감쇠시킬 수 있다. 왜냐하면 시비율의 변화는 지령전압  $V_{ref}$ 에 대하여 출력 전압  $V_{dc}(t)$ 의 차에 의해서만 발생하기 때문이다. 따라서, 첫 번째 제어 항에 의해 빠른 부하 응답을 기대할 수 있다.

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.

식 (5)는 식 (1)의 제어기를 포함하는 DC-DC 컨버터의 상태공간평균화모델형태로 표현하였다. 이때 제어기를 제외하고 시스템의 파라미터를 적용한 open-loop 시스템 극점 또는 고유치(eigenvalues)는  $s_1, s_2 = -4.8 \pm j510$ 이다.

폐루프 극점은 DC-DC컨버터의 지령전압  $V_{ref}$ 를 상수로 가정하였을 때, 식(5)의 상태 공간평균화 시스템 행렬식으로부터 구할 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \\ M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{V_{rec}}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{1}{R_L C_s} & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \\ M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_i \end{bmatrix} V_{ref} \quad (5)$$

$$A_{31} = -\frac{k_p}{C_s} + \frac{k_{pb}}{R_L C_s}$$

$$A_{32} = \frac{k_{pb}}{L_s} + \frac{k_p}{R_L C_s} - \frac{k_{pb}}{R^2_L C_s} - k_i$$

$$A_{33} = -\frac{k_{pb} V_{rec}}{L_s}$$

이를 위해서, 이득 값들은 적합한 극점 설정을 통하여 식(6)-식(8)으로부터 얻어질 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$k_{pb} = \frac{L_s}{V_{rec}} \left( k_2 - \frac{1}{R_L C_s} \right) \quad (6)$$

$$k_p = \frac{L_s C_s}{V_{rec}} \left( k_1 - \frac{1}{L_s C_s} \right) \quad (7)$$

$$k_i = \frac{k_0 L_s C_s}{V_{rec}} \quad (8)$$

식(6)-식(8)에서,  $V_{rec}$ 은 입력전압,  $k_0, k_1, k_2$ 는 원하는 극점을 선택하고 특성방정식을 구하여 계수를 결정한다<sup>[7]</sup>.

$$s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 = 0 \quad (9)$$

여기에서, 음수 또는 복소계인으로 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(10)의 극점위치에 귀착하도록 Bessel function 원형모델을 도입하였다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -(0.7455 \pm j0.7112)\omega [rad/sec] \\ s_3 &= -0.9420\omega [rad/sec] \end{aligned} \quad (10)$$

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. 셋째로,  $\omega$ 는 원하는 과도응답시간을 얻을 수 있도록 충분히 큰 값으로 설정하여야 한다.

이러한 기준을 바탕으로, 극점은  $\omega = 1500 [rad/sec]$ 으로 설정하여 결정하였다.

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -1118.3 \pm j1066.8 \\ s_3 &= -1413 \end{aligned} \quad (11)$$

극점 설정으로 3차 다항식은 식(9)처럼 구성한 후에, 얻어진 극점을 식(6)-식(8)의 방정식에 적용하여 제어기 계인을 찾을 수 있도록 할 수 있다.

$$k_{pb} = 0.098, k_p = 0.0509, k_i = 32.486 \quad (12)$$

### 3. 시뮬레이션

본 연구에서 제안된 극배치 제어를 이용한 알고리즘이 자기 부상열차 추진장치의 전원장치에 적용하였다. 전체적인 제어특성을 알아보기 위해서 본 연구에서는 그림 3과 같이 MATLAB을 이용하여 제어 블록을 구성하였다.

표 1은 시뮬레이션에 이용된 강압 초퍼의 파라미터를 나타내고 있다.

표 1 시뮬레이션 파라미터  
Table 1 Parameters of simulation

강압초퍼의 파라미터			
$V_{rec}$	400[V]	$V_{dc}$	300[V]
$f$	2.5[kHz]	$L_s$	1.1[mH]
$C_s$	3500[uF]	$R_L$	16[Ω]

시뮬레이션에 이용된 전체적인 제어구조는 그림 3에 나타나 있는 것 같이 구성되어 있다. 그리고 본 연구에서의 시스템 파라미터는 표 1과 같이 입력전압 400[V]일 때 출력 전압은 300[V]로 하였다. 이러한 시스템에 대한 시뮬레이션의 목적은 55[kW]의 강압초퍼로 이루어진 DC 전원공급장치의 DC링크 전압 제어에 대한 특성을 알아보기 위한 것이다. 이때 시뮬레이터의 스위칭 주파수는 2.5[kHz], 리액터는 2.2[mH]로 하였다.

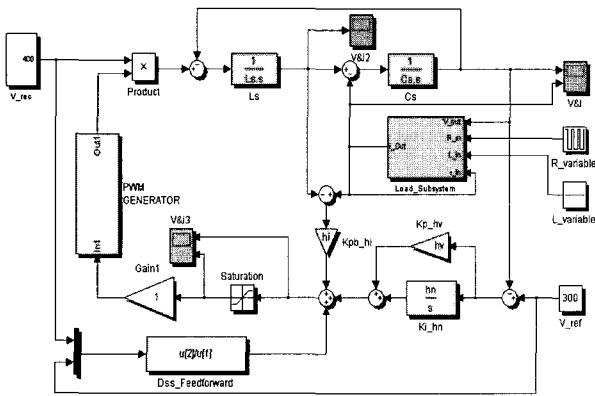


그림 3 DC-DC Converter의 Simulink 블록도  
Fig. 3 Block diagram of DC-DC converter

그림 3의 제어블록의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 4와 그림 5는 R부하의 변화에 대한 DC-DC 컨버터 시스템의 응답특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 결과로써 부하조건은 정격부하에 대하여 100%→10%→1%로 변화시켰다. 그림 4로부터 부하의 크기를 줄여감에 따라 시스템의 응답이 다소 느려지며, 자연주파수(natural frequency)가 커지는 것을 볼 수 있다. 그러나 대체적으로 식(11)에서 제시한 부근에 극점이 나타나는 것을 볼 수 있어 제어기 설계 조건에 준하는 시스템응답을 기대할 수 있다.

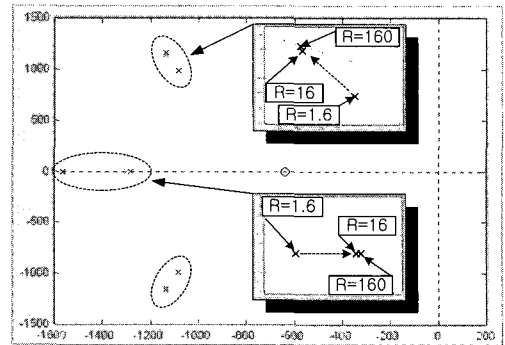


그림 4 R부하변화시 극점이동  
Fig. 4 Pole movement of R load variableness

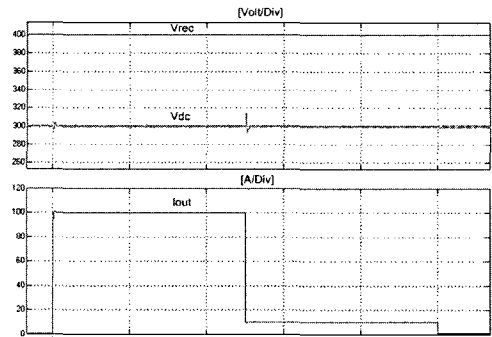


그림 5 출력전압 및 전류응답시험(R부하시)  
Fig. 5 Current response and output voltage

그림 4와 그림 5는 R부하의 변화에 대한 DC-DC 컨버터 시스템의 응답특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 결과로써 부하조건은 정격부하에 대하여 100%→10%→1%로 변화시켰다. 그림 5로부터 부하의 크기를 줄여감에 따라 시스템의 응답이 다소 느려지며, 자연주파수(natural frequency)가 커지는 것을 볼 수 있다.

그림 5는 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]사이에서 대략 3%의 전압변동만이 나타나고 있는 것을 알 수 있다.

그림 6과 그림 7은 RL부하가 직렬로 연결된 부하에 L의 변화에 대한 DC-DC 컨버터 시스템의 응답특성을 알아보기위한 시뮬레이션 결과이다. 그림 6은 부하변화조건이  $R=30[\Omega]$ ,  $L=200[mH] \rightarrow 20[mH] \rightarrow 2[mH]$ 로 변할 경우의 극점위치의 변화를 나타낸 것이다. 그림 7로부터 RL부하에서 L부하의 변화시 극점의 변화

는 거의 변동이 없는 것을 알 수 있다. 단지 R부하의 크기에 많은 영향을 받고있다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 DC-DC 컨버터의 RL 부하특성을 시험하기 위한 것으로써 인덕턴스 부하  $L$ 은  $20[mH]$ 이고 저항부하는 시간에 따라 가변할 때 DC 링크의 변동 및 전류 크기의 변화를 나타낸 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이  $100[A]$ 의 급격한 전류의란 발생시에도  $L$ 부하에 의해 과도전류가 발생하지않기때문에 DC 전압변동분이  $5[ms]$ 사이 에 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.

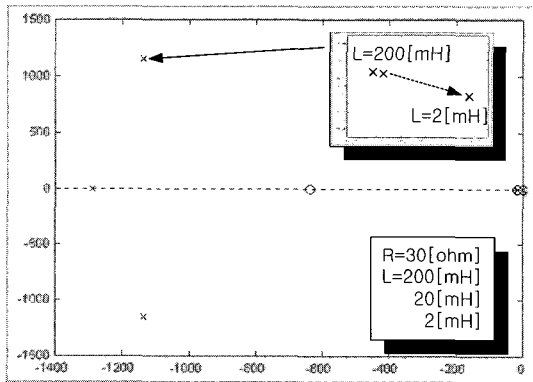


그림 6 RL 부하변화시 극점이동  
Fig. 6 Pole movement of RL load variableness

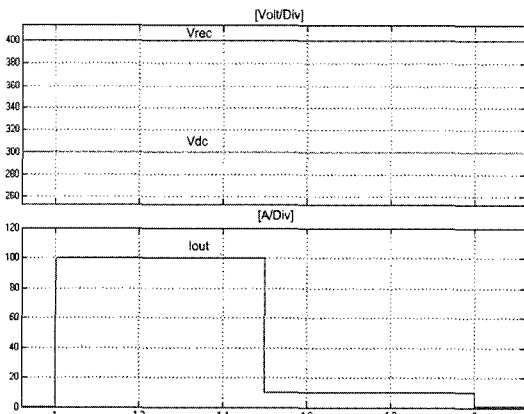


그림 7 출력전압 및 전류응답시험  
Fig. 7 Current response and output voltage

#### 4. 실험결과

다음은 본 논문에서 제안한 극배치 제어에 의한 DC-DC 전원장치의 특성을 확인하기 위한 실험장치 사진과 실험결과 파형들이다. 실험은 시뮬레이션과 같은 저항부하를 사용할 수 없어 근사치의 값을 사용하였으며 스위칭 소자로는  $1700[V/600[A]$ 의 IGBT를 사용하였다. IGBT를 구동하기 위한 스위칭 주파수는  $2.5[KHz]$  하였다.

그림 8은 보조전원장치의 메인 컨트롤러이다.

그림 9는 부상용 전원의 전력변환부와 드라이브 회로의 부분이다.

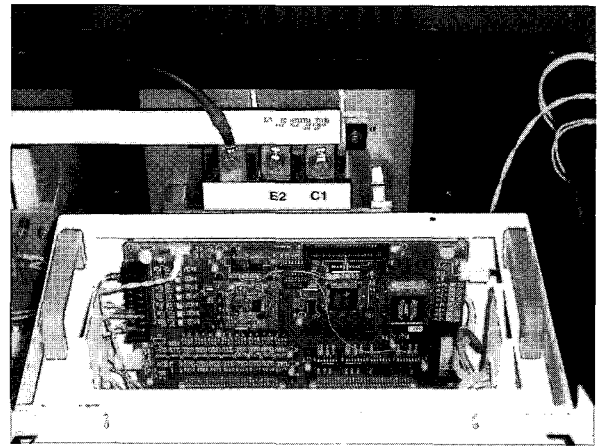


그림 8 시스템의 메인 컨트롤러  
Fig. 8 The Main controller of the system

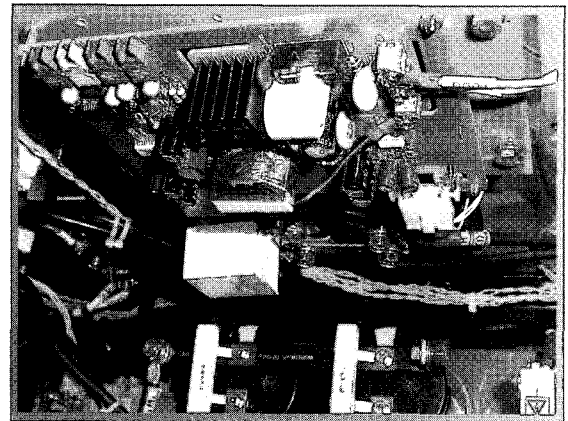


그림 9 전력회로와 드라이브회로  
Fig. 9 The power curcuit and Driver

그림 10은 실제 자기 부상열차에 실리는 전원공급장치이다. 본 시스템의 하드웨어 및 소프트웨어를 설계

하면서 다음과 같은 사항에 중점을 두었다.

- ① 본 시스템은 실제 산업현장에서 사용하는 것을 목적으로 하고 있으므로 무엇보다도 신뢰성이 높아야 한다. 따라서 하드웨어나 소프트웨어까지도 기능이 완벽하고, 전원전압, 온도, 습도 등의 환경변화에 강인하며, 보호기능이 철저해야 한다.
- ② 시스템이 경제적이어야 한다. 따라서 사용하는 부품은 범용한 것이어야 하고 가격이 저렴하며 기능도 우수해야 한다.
- ③ 시스템의 기능은 최대한 디지털화 또는 소프트웨어화 한다. 이와같이 함으로써 시스템의 기능이 정확하고 제어 알고리즘에 융통성을 가질 수 있으며, 환경변화에 둔감해지고 외부와의 연결성도 우수해진다.

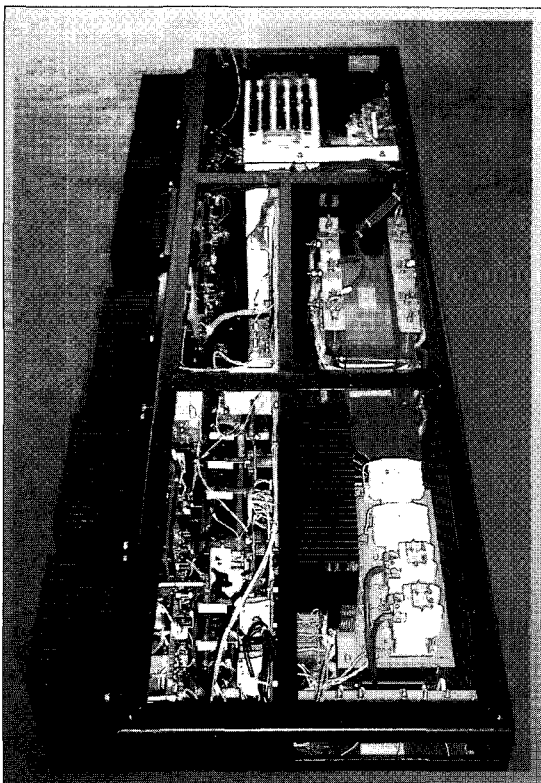


그림 10 자기부상열차(MAGLEV)용 전원장치  
Fig. 10 The power supply of magnetically levitated vehicle

그림 11은 자기부상열차의 부상에 필요한 전원을 각각의 Sub-chopper에 연결하여 부상제어기에서 마그네트 에 급격히 전류 지령을 내린 것이다.

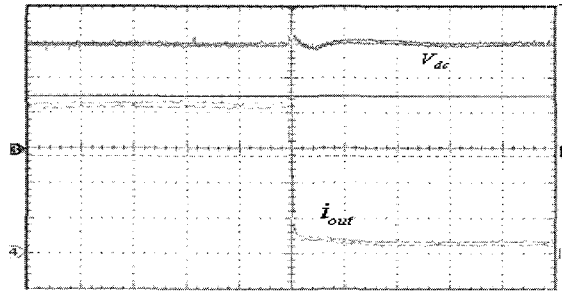


그림 11 Sub-chopper 연결시 출력전압 및 전류  
Fig. 11 The output voltage and current when connecting to Sub-chopper  
(3. 100[V/Div], 4. 20[A/Div] TD. 200[msec])

그림 12과 그림 13은 전류 극배치 제어법을 적용했을 경우에 부하 급가변시 출력전압 파형 및 출력전류 파형을 나타낸 것으로써 비교적 양호한 제어기 특성을 나타내고 있다.

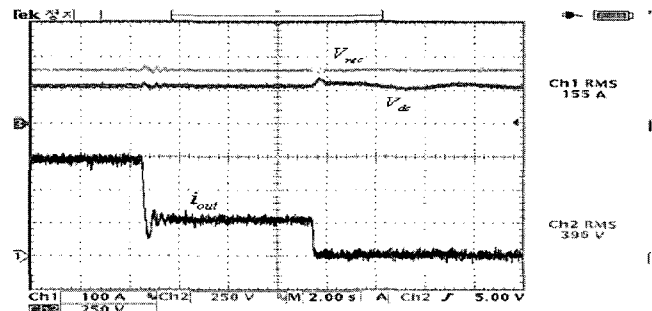


그림 12 출력전류변화시  $V_{dc}$ ,  $V_{rec}$ ,  $i_{out}$ 의 파형  
Fig. 12 The  $V_{dc}$ ,  $V_{rec}$ ,  $i_{out}$  waveform when the output current changed

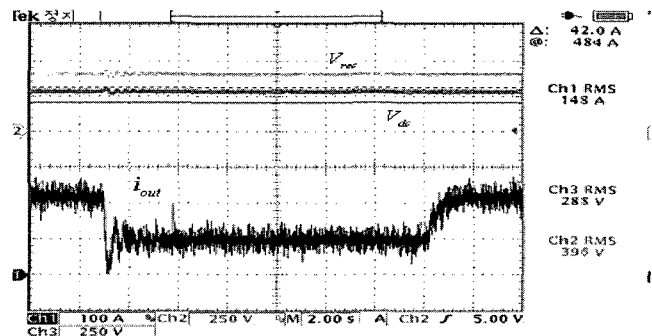


그림 13 출력전류변화시  $V_{dc}$ ,  $V_{rec}$ ,  $i_{out}$ 의 파형  
Fig. 13 The  $V_{dc}$ ,  $V_{rec}$ ,  $i_{out}$  waveform when the output current changed

그림 14와 그림 15는 자기부상열차의 부상에 필요한 전원을 각각의 Sub-chopper에 연결하여 부상제어기에서 마그네트로 급격히 전류 지령을 내린것이다 실험 결과로부터 부하 연결시 극배치제어를 적용하였을 경우 출력 전압 및 전류 파형이 개선됨을 볼 수 있다.

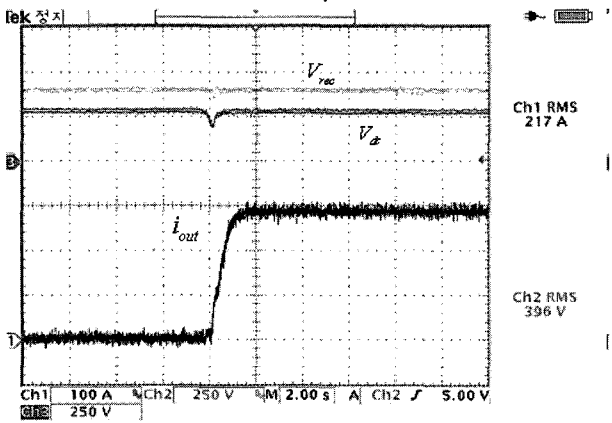


그림 14 Sub-chopper 연결시 출력전압 및 전류  
Fig. 14 The output voltage and current when connecting to Sub-chopper

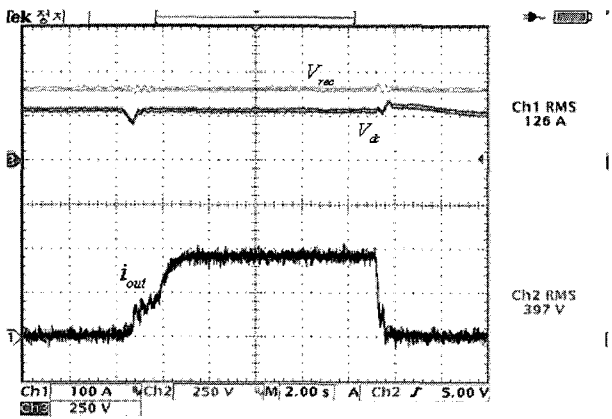


그림 15 Sub-chopper 연결시 출력전압 및 전류  
Fig. 15 The output voltage and current when connecting to Sub-chopper

그림 16은 과부하시 보호동작의 파형이다. 자기부상열차의 부상에 필요한 전원장치의 출력단 과부하전류가(275[A]이상) 흘렀을 경우의 과부하 동작을 나타내고 있다.

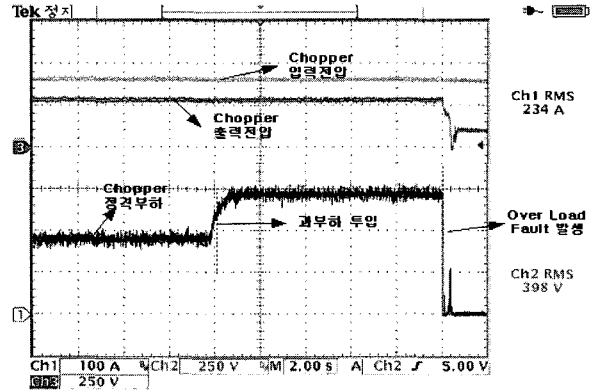


그림 16 과부하시 보호 동작  
Fig. 16 The protection from overload

### 5. 결 론

본 연구는 자기부상용 Sub-Chopper에 안정한 전원을 공급하기 위해 극배치제어 알고리즘을 제시하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) 제시한 극배치제어는 부상시 급격한 전류 외란으로 인해 DC-DC컨버터 출력전압 sag 및 과전압현상에 대하여 제어특성을 향상시켰다.
- (2) 다중루프제어기를 구성하여 다양한 형태의 부하가 병렬로 배치되어있는 부하시스템의 동적인 변화에도 높은 제어 신뢰성을 제공하였다.
- (3) Bessel 전달함수 모델로부터 얻어진 극점을 이용하므로써 제어기 구성을 쉽게 최적화 할 수 있었다.
- (4) 근계적 및 시뮬레이션 결과로부터 제어기 및 시스템 파라미터의 설정이 본 논문에서 설계한 조건을 만족하는 것을 시스템 각부의 파형을 통하여 확인할 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] 장석명의 3인, "자기부상열차", 대한전기학회 논문집, 2000. 5.
- [2] B. Choi, B. Cho, F. Lee and R. Ridley, "Three-Loop Control for Multimodule Converter Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No.4, pp. 466-474, Oct 1993.
- [3] F. Garofalo, P. Marino, S. Scala and F. Vasca, "Control of DC-DC Converters with Linear Optimal



- Feedback and Nonlinear Feedforward", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 6, pp. 667-615, Nov 1991.
- [4] P. Liu and P. Sen, "A Novel Method to Achieve Zero-Voltage Regulation in Buck Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 3, pp.292-301, May 1995.
- [5] RaneNote, "A Bessel Filter Crossover and Its Relation to Others," the 105th convention of the Audio Eng. Soc, San Francisco, CA. 1998.
- [6] 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.
- [7] 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.

**저 자 소 개**



**정춘병(鄭春炳)**

1948년 7월 4일생. 명지대 전기공학과 졸업. 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 명지대 대학원 전기공학과 박사과정, (주)신한 이사, (주)한국엔지니어링 부사장, 건축전기설비, 전기응용기술사, 한국 조명설비학회 임원. 한국기술사회 이사.



**전기영(全基英)**

1971년 8월 15일생. 1994년 한밭대 전기공학과 졸업. 1998년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박), 현재 중소기업진흥공단 과장.



**전지용(全智鏞)**

1962년 10월 20일생. 1986년 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년 3월 ~현재 아주자동차대학(구 대천대학) 자동차계열 부교수.



**오봉환(吳鳳煥)**

1959년 9월 1일생. 1985년 명지대 전기공학과 졸업, 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1993년 일본 나고야대 대학원

전기공학과 졸업(공학). 1993년~1996년 한국전기연구원 초전도응용 연구그룹 선임연구원. 현재 명지전문대학 전기과 부교수.



**이훈구(李勳九)**

1948년 4월 27일생. 1971년 명지대 전기공학과 졸업, 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학), 1991년~1992년 미국 아리조나 주립대학교 객원교수. 현재 용인송담대학 조명인테리어학과 교수.



**김용주(金容珠)**

1943년 2월 10일생. 1973년 명지대 공대 전기공학과 졸업, 1976년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1989년 명지대 전기공학과 졸업(공학), 현재 동양공업전문대학 전기시스템과 교수.



**한경희(韓慶熙)**

1943년 4월 9일생. 1967년 명지대 공대 전기공학과 졸업, 1983년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학), 현재 명지대 전기제어정보공학부 교수.