

Fig. 2 Bond graph of a staggered magnet with flux flow

변위  $y$ 의 변화에 따라 수직방향 부상력  $F_z$  와 측면방향 안내력  $F_y$  가 발생된다.

Fig. 2의 본드선도에서  $F_z(i, s, y)$  및  $F_y(i, s, y)$ 를 구하면 각각 다음과 같다[5].

$$F_z(i, s, y) = \frac{\mu_0 AN^2 i^2}{4s^2} \alpha(s, y) \quad (1)$$

$$F_y(i, s, y) = \frac{\mu_0 AN^2 i^2}{4s^2} \beta(s, y) \quad (2)$$

여기서,

$$\alpha(s, y) = 1 + \frac{2s}{\pi w} - \frac{2y}{\pi w} \tan^{-1} \frac{y}{s} \quad (3)$$

$$\beta(s, y) = \frac{2s}{\pi w} \tan^{-1} \frac{y}{s} \quad (4)$$

그리고  $\mu_0$ 는 공기투자율,  $N$ 은 코일의 감은수 그리고  $A$ 는 자석에서 레일로 공극을 통해 자속의 흐름이 발생하는 자석의 수직면적으로서 자극의 폭  $w$ 와 자극의 길이  $1m$ 의 곱이다.

한편 Fig. 2의 편심된 1개 자석을 좌우 각 방향으로 자석 2개를 배치하여 Fig. 1(b)와 같이 모듈화하고 전기장의 회로방정식 및 기계장의 자석차륜 운동방정식을 만족하도록 본드선도를 첨가하면 Fig. 3과 같은 일반적인 편심배치방식 자기부상열차의 본드선도를 얻을 수 있다.

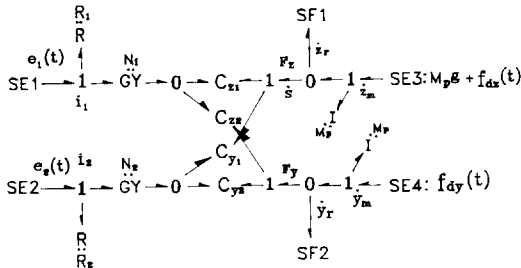


Fig. 3 Bond graph of maglev systems with a combined lift and guidance

Fig. 3으로부터 기계장에서의 운동방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$M_p \ddot{z}_m = M_p g - \frac{\mu_0 A^2}{2s^2} \{ i_1^2 \alpha(s, y) + i_2^2 \alpha(s, -y) \} \quad (5)$$

$$M_p \ddot{y}_m = - \frac{\mu_0 A^2}{2s^2} \{ i_1^2 \beta(s, y) + i_2^2 \beta(s, -y) \} \quad (6)$$

그리고 전기장에서의 전류/전압 관계식은 다음과 같다.

$$v(t) = R i(t) + \frac{d}{dt} [L(s, y) i(t)] \quad (7)$$

여기서  $L(s, y)$ 는 전기에너지 저장요소의 계수인 인덕턴스 (inductance)로서 편심배치 구조에서 자속흐름을 균일한 면적흐름으로 이상화할 때 다음과 같이 표시할 수 있다[5].

$$L(s, y) = \frac{\mu_0 AN^2}{2s} \left( 1 - k_r \frac{|y|}{w} \right) \quad (8)$$

여기서  $k_r$ 은 이상화 모델에 대한 보정계수로서 일반적으로  $-w/y < k_r < w/y$  범위의 값을 가지며 자속의 균일면적 흐름에 대한 오차의 정도에 따라 적절한 값을 사용한다.

끝으로, 자기부상 시스템의 안정화 및 성능 향상을 위한 제어시스템을 설계하기 위하여 식 (5), 식 (6) 그리고 식 (7)과 같이 유도된 비선형 동적 방정식들을 편심된 자석들로 모듈화되어 있는 자석차륜에 대한 작동점  $(i_0, s_0, y_0)$ 와  $(i_0, s_0, -y_0)$  근처에서 Taylor 급수전개를 수행하여 다음과 같은 선형화된 동적 방정식을 유도한다.

$$M_p \ddot{z}_m = K_{zz} \Delta s - K_{zi} (\Delta i_1 + \Delta i_2) \quad (9)$$

$$M_p \ddot{y}_m = -K_{yy} \Delta y - K_{yi} (\Delta i_1 - \Delta i_2) \quad (10)$$

$$\Delta v_1 = R \Delta i_1 + L_0 \Delta \dot{i}_1 - i_0 [Z_s \Delta \dot{s} + Z_y \Delta \dot{y}] \quad (11)$$

$$\Delta v_2 = R \Delta i_2 + L_0 \Delta \dot{i}_2 - i_0 [Z_s \Delta \dot{s} - Z_y \Delta \dot{y}] \quad (12)$$

여기서

$$K_{zz} = \mu_0 AN^2 \left[ \frac{i_0}{s_0} \right]^3 \left[ \frac{2a_0 - a_1}{i_0} \right], \quad K_{zi} = \mu_0 AN^2 \left[ \frac{i_0}{s_0} \right]^2 \left[ \frac{a_0}{i_0} \right]$$

$$K_{yy} = \mu_0 AN^2 \left[ \frac{i_0}{s_0} \right]^2 \beta_1, \quad K_{yi} = \mu_0 AN^2 \left[ \frac{i_0}{s_0} \right]^2 \left[ \frac{\beta_0}{i_0} \right]$$

$$\alpha_0 = \alpha(s_0, y_0) \quad \beta_0 = \beta(s_0, y_0)$$

$$\alpha_1 = \frac{2s_0}{\pi w} \left[ 1 + \frac{y_0^2}{s_0^2 + y_0^2} \right] \quad \beta_1 = \frac{2}{\pi w} \left[ \frac{s_0^2}{s_0^2 + y_0^2} \right]$$

그리고 전기장의 회로방정식에서 공칭 인덕턴스, 단위 수직길이당 인덕턴스, 단위 측면길이당 인덕턴스인  $L_0, Z_s, Z_y$ 는 각각 다음과 같다.

$$L_0 = \frac{\mu_0 AN^2}{2s_0} \left[ 1 - k_r \frac{y_0}{w} \right], \quad Z_s = \frac{\mu_0 AN^2}{2s_0^2} \left[ 1 - k_r \frac{y_0}{w} \right], \quad Z_y = \frac{\mu_0 AN^2}{2s_0} \left[ \frac{k_r}{w} \right]$$

### 3. 편심배치방식 자기부상 시스템의 제어기 설계

앞에서 유도된 편심배치방식 자기부상 시스템의 선형화 모델식인 식 (9)에서 식 (12)까지를 살펴보면, 입력채널  $\Delta v_1, \Delta v_2$ 에서 출력채널  $\Delta s, \Delta y$ 로의 신호흐름이 전기장에서 서로 연성효과를 보이고 있음을 알 수 있다.

본 연구에서는 이와같은 연성효과를 배제하기 위하여 입력채널을 다음과 같이 수정하여 비간섭화하기로 한다.

$$\Delta v_s = \Delta v_1 + \Delta v_2 \quad (13)$$

$$\Delta v_y = \Delta v_1 - \Delta v_2 \quad (14)$$

혹은, 동등하게

$$\Delta i_s = \Delta i_1 + \Delta i_2 \quad (15)$$

$$\Delta i_y = \Delta i_1 - \Delta i_2 \quad (16)$$

이와같이 입력변수를 각 전압의 합과 차로 선정함으로써 편심배치

방식 자기부상 시스템은  $\Delta v_s$ 가 부상계 변수  $\Delta i_s$ 와  $\Delta s$ 에만 관계되고,  $\Delta v_y$ 는 안내계 변수  $\Delta i_y$ 와  $\Delta y$ 에만 관계하는 비연성 운동방정식으로 분리할 수 있으므로 부상제어계와 안내제어계를 각각 독립적으로 설계할 수 있다. 따라서 비간섭된 부상 및 안내 동특성을 나타내는 상태방정식은 각각 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{s} \\ \Delta \dot{z}_m \\ \Delta \dot{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ K_{zz}/M_p & 0 & -K_{zi}/M_p \\ 0 & 2i_o Z_s/L_o & -R/L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta s \\ \Delta z_m \\ \Delta i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_o \end{bmatrix} \Delta v_s \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{y}_m \\ \Delta \dot{i}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -K_{yy}/M_p & 0 & -K_{yi}/M_p \\ 0 & 2i_o Z_y/L_o & -R/L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta y \\ \Delta y_m \\ \Delta i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_o \end{bmatrix} \Delta v_y \quad (18)$$

식 (17)과 식 (18)에 표시된 부상 및 안내방향으로 비간섭된 편심배치방식 자기부상 시스템은 해석적인 관점에서 부상방향으로 불안정하고 안내방향으로 감쇠 특성을 갖는 시스템이다. 여기서는 일반적으로 제어기 설계 과정이 어려운 부상 제어기 설계로 국한하여 부상계의 불안정 특성 및 요구되는 성능 특성을 만족시킬 수 있는 제어기를 설계하기로 한다.

### 3.1 극점배치기법을 이용한 부상제어기 설계

다음과 같은 단일입출력 상태공간 모델식을 생각하기로 한다.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (19)$$

그리고 상태 피드백 제어법칙  $u(t)$ 는 다음과 같다.

$$u(t) = -Kx(t) \quad (20)$$

여기서  $K = [K_1, K_2, \dots, K_n]$ 는  $(1 \times n)$  제어게인벡터이다.

이때, 폐루프 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x}(t) = [A - BK]x(t) \quad (21)$$

폐루프 시스템  $[A - BK]$ 의 고유값을 적당한 위치에 임의로 배치시킬 수 있는 제어게인  $K$ 는 요구되는 극점의 위치로부터 바람직한 특성방정식을 정의한 후 폐루프 시스템  $[A - BK]$ 가 나타내는 실제 특성방정식과 비교하여 얻어진  $n$ 개의 식으로부터 선정할 수 있다.

한편, 일반적인 상태 피드백 제어시스템은 공칭안정도 및 과도응답 특성을 매우 조직적이며 간결하게 설계할 수 있는 반면에 서보기능 즉, 명령추종 성능을 적절하게 고려할 수 없는 문제점을 갖고 있다. 따라서 일반적인 상태 피드백 구조를 수정하여 상태변수 중에서 실제 출력이 피드백되어 피드포워드 제어를 하고 나머지 상태변수로 피드백 제어가 되도록 수정하여 사용함으로써 서보기능을 추가할 수 있다. Fig. 4는 피드백 및 피드포워드 제어를 이용한 서보 기구에 대한 블록선도이다.

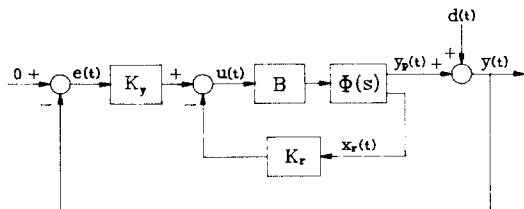


Fig. 4 Servomechanism with feedback and feedforward control loops

여기서  $\Phi(s) = C(sI - A)^{-1}A$ .

Fig. 4에서 상태벡터  $x(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$x(t) = \begin{bmatrix} y_p(t) \\ \vdots \\ x_r(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

여기서  $y_p(t) \in R^n$ 는 출력벡터이고,  $x_r(t) \in R^{(n-p)}$ 는 출력으로 선정된 상태변수들을 제외한 상태변수들로 이루어진 상태벡터이다.

그리고 제어법칙  $u(t)$ 는 다음과 같다.

$$u(t) = -Kx(t) + K_y[r(t) - d(t)] \quad (23)$$

여기서  $K = [K_y \ ; \ K_r]$

이때 설계된 폐루프 시스템은 다음과 같다.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + BK_y[r(t) - d(t)] \\ y(t) = C_p x(t) \end{cases} \quad (24)$$

이제 극점배치기법을 이용하여 식 (17)로 표시되는 편심배치방식 자기부상 시스템의 부상제어기를 설계하기 위하여, 이 식에 포함된 시스템 파라미터들은 '93 EXPO용 자기부상 시스템의 데이터[7]를 이용하여 계산하기로 한다. 바람직한 폐루프 극점배치를 위하여 요구되는 폐루프 시스템의 고유진동수  $\omega_m = 50(\text{rad/sec})$ 와 감쇠비  $\zeta = 0.7$ 가 만족되도록 대표극점을 배치하고 나머지 극점을 대표극점의 실수부보다 3배 이상 떨어지도록 한다( $\lambda_{1,2} = -35 \pm 35.7j$ ,  $\lambda_3 = -105$ ).

Fig. 5는 설계된 극점배치 자기부상 제어시스템의 감도전달함수  $S(s)$ 의 Bode 선도이며, Fig. 6은 설계된 제어시스템의 출력측으로 반영된 단위시스템 외란입력에 대한 공극의 시간응답을 나타내는 그림이다.

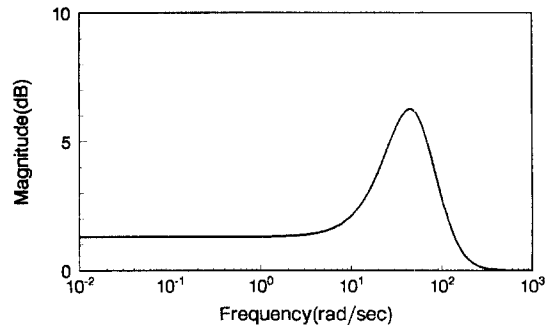


Fig. 5 Bode plot of sensitivity transfer function  $S(s)$  of the pole placement control system

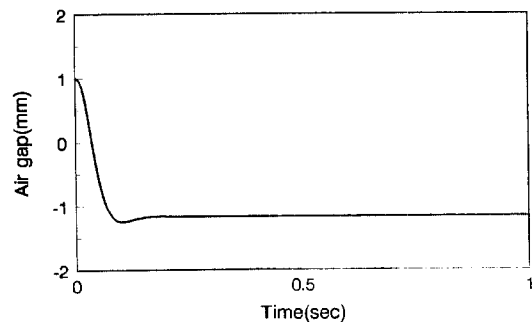


Fig. 6 Time response of the pole placement control system for unit step disturbance input

극점배치 자기부상 제어시스템은 Fig. 5에서 보는 바와같이 저주



같은 불확실성이 존재하더라도 좋은 성능-강인성을 유지시키게 하는 효과를 얻지 못하므로 반드시 플랜트 입력측으로 모델링 오차를 반영해야 함을 의미한다. Fig. 8에서  $T(s)$  및  $G_{LQ}(s)$ 를 계산하면 각각 다음과 같다.

$$T(s) = C[sI - A + BG + (BG_y + M)C]^{-1}(BG_y + M) \quad (35)$$

$$G_{LQ}(s) = G\Phi(s)B \quad (36)$$

이제 편심배치방식 자기부상 시스템의 부상제어를 최적 루프형상기법을 이용하여 Fig. 8에 제시된 적분기를 포함한 LQ 제어시스템으로 설계하기로 한다.

먼저, 부상 제어시스템의 안정도-강인성 판별조건[11]을 만족하기 위하여 구동기와 설계된 동적 보상기가 갖는 시간지연  $e^{-s\tau}$  및 시스템 파라미터인 차량의 전체 질량  $M_p$ 의 변화량을 모델링 오차  $E(s)$ 로 간주하여 최종적으로 설계될 부상 제어시스템의 루프전달함수  $G_{LQ}(s)$ 의 페루프 시스템인  $C_{LQ}(s)$ 가 모든 주파수역에서  $E(s)^{-1}$ 보다 작아지도록 한다. Fig. 9는 시간지연요소  $\tau = 0.02$ 초 그리고  $M_p$ 의 변화량을 30%로 가정하였을 때의  $E(s)^{-1}$ 에 대한 Bode 선도이다.

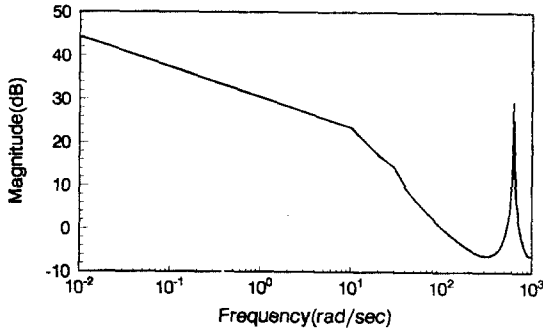


Fig. 9 Bode plot of the multiplicative model error  $E(s)^{-1}$

다음, 식 (29), 식 (30) 그리고 식 (31)을 이용하여 앞에서 언급된 최적루프형상 기법을 이용한 LQ 최적제어의 설계파라미터  $N$ 을 선정하고 Fig. 9에 표시된 모델링 오차에 대한 안정도-강인성을 만족시킬 수 있는 교차주파수를 얻을 수 있는  $\rho$ 를 선정하면 각각 다음과 같다.

$$N = [4018 \quad -804.7 \quad -2.3 \quad 1.5]$$

$$\rho = 4 \times 10^{-4}$$

Fig. 10은 LQ 제어시스템의 주파수역 성능을 평가할 수 있는 페루프 전달함수  $C(s) = T(s)[1 + T(s)]^{-1}$ 와 안정도-강인성을 평가할 수 있는  $C_{LQ}(s) = G_{LQ}(s)[1 + G_{LQ}(s)]^{-1}$  및  $E(s)^{-1}$ 의 Bode 선도이며 Fig. 11은 LQ 제어시스템의 시간역 성능을 나타내는 그림이다. Fig. 10에서 보는 바와같이 시스템의 성능을 알 수 있는  $C(s)$ 는 저주파역에서 바람직한 성능을 나타내나  $\omega = 20$ (rad/sec) 근처에서 공진현상이 나타나므로 시간역 성능이 만족스럽지 못할 것으로 예상된다. 또한  $C_{LQ}(s)$ 가 모든 주파수에서  $E(s)^{-1}$ 보다 작으므로 Fig. 11에서 가정한 모델링 오차에 대한 안정도-강인성을 만족하고 있음을 알 수 있다. 그리고 Fig. 13의 LQ 제어시스템의 시간역 성능을 보면 Fig. 12의 주파수역 성능에서 예상했듯이 정상상태응답 성능은 우수하나 과도상태에서 오버슈트가 크게 발생하는 등 과도응답

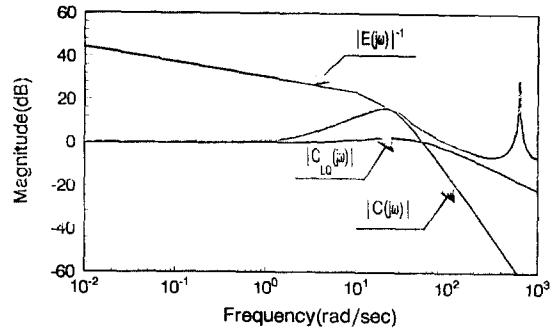


Fig. 10 Bode plot of  $C(s)$ ,  $C_{LQ}(s)$  and  $E(s)^{-1}$

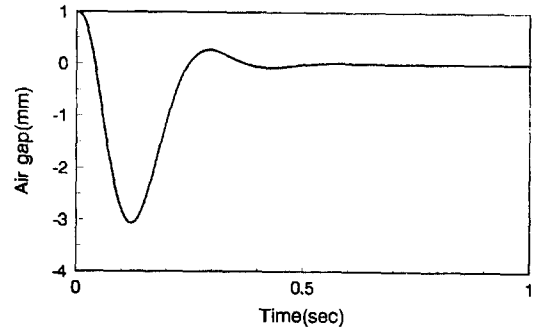


Fig. 11 Time response of the LQ control system for unit step disturbance input

성능이 극히 불량하다. 이와같이 적분기를 포함한 LQ 제어는 외란 제거 성능 및 정상상태 응답이 양호하나 과도응답이 만족스럽지 못하므로, 이 방법도 역시 자기부상 시스템의 부상제어를 위한 제어방법으로 적합하지 않다고 사료된다.

### 3.3 극점배치 및 LQ 최적제어를 이용한 부상제어기 설계

지금까지 극점배치 및 적분기를 포함한 루프형상 LQ 제어 방법을 이용하여 편심배치방식 자기부상 시스템의 부상 제어를 설계하였다. 극점배치 제어의 경우는 부상 시스템의 안정화는 보장되나 정상상태응답이 극히 불량하였고, LQ 제어의 경우에는 안정화와 정상상태응답이 모두 만족하였으나 과도상태응답에서 큰 오버슈트가 발생하여 실제 자기부상 시스템이 초기 부상할 때 안정도를 크게 저극할 우려가 있었다. 따라서 본 연구에서는 앞의 두 방법이 갖는 각각의 장점을 모두 만족하는 새로운 제어방법을 제안하기로 한다.

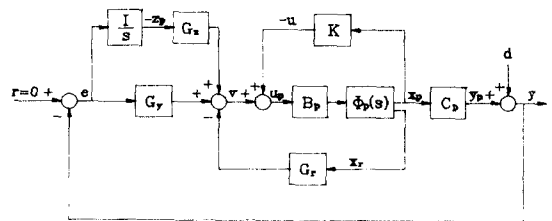


Fig. 12 Structure of the control system with combined pole placement and LQ control loops

여기서  $\Phi_p(s) = (sI - A_p)^{-1}$ 이다.

Fig. 12는 극점배치법( $u = -Kx_p$ )을 이용하여 주어진 플랜트를 안정하게 하는 안정화 루프 그리고 적분요소를 포함한 LQ 제어기법( $v = -Gx + G_y(r - d)$ )을 이용하여 플랜트의 성능을 향상시킬 수 있는 성능향상 루프를 조합한 제안된 부상 제어시스템의 구조이다.

Fig. 12에서 극점배치 제어를 이용한 안정화 루프의 제어입력  $u(t)$ , LQ 최적제어를 이용한 성능향상 루프의 제어입력  $v(t)$  그리고 안정화 루프와 성능향상 루프를 통합한 부상기의 실제 제어입력  $u_p(t)$ 는 각각 다음과 같다.

$$u(t) = -Kx_p(t) \quad (37)$$

$$v(t) = -Gx(t) + G_y[r(t) - d(t)] \quad (38)$$

$$u_p(t) = u(t) + v(t) \quad (39)$$

우선, 식 (37)과 같은 극점배치에 의한 안정화 루프 모델의 상태 공간 모델을 구축하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s v(t) \\ y_p(t) = C_s x_s(t) \end{cases} \quad (40)$$

여기서

$$x_s = x_p, A_s = A_p - B_p K, B_s = B_p, C_s = C_p$$

그리고 안정화 루프 모델이 정상상태에서 일정한 외란입력에 대하여 양호한 외란제거 성능을 갖도록 적분기를 첨가하고, 적분기 상태변수  $z_p(t)$ 와 안정화 루프 모델의 상태변수  $x_s(t)$ 를 새로운 상태변수  $x(t) = [z_p(t) \ x_s(t)]^T$ 로 선정하여 설계플랜트 모델을 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bv(t) + Md(t) \\ y_p(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (41)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & C_s \\ 0 & A_s \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_s \end{bmatrix}, C = [0 \ C_s], M = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

또한 설계플랜트 모델에 식 (38)과 같은 LQ 제어법칙을 적용하여 실제 플랜트에는 식 (39)와 같은 극점배치 및 LQ 제어법칙이 조합된 신호가 제어입력이 되도록 구축하여, Fig. 12와 같이 제안된 제어시스템의 페루프 상태공간 모델을 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - BG)x(t) + (M + BG_y)[r(t) - d(t)] \\ y_p(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (42)$$

이제 Fig. 12와 같이 제안된 제어시스템이 Fig. 9의 안정도-강인성 구축조건을 만족하며 고유진동수  $\omega_n = 50(\text{rad/sec})$ 와 감쇠비  $\zeta = 0.7$ 이 되도록 제어시스템을 설계한다. 이때, 설계된 극점배치에 의한 안정화 게인  $K$  및 적분기를 포함한 루프형성 LQ 제어에 의한 성능향상 게인  $G = [G_z \ G_y \ G_r]$ 는 각각 다음과 같다.

$$K = [-2.33 \times 10^5 \ -3.95 \times 10^3 \ 2.5 \times 10^1]$$

$$G = [-5.38 \times 10^6 \ -2.38 \times 10^5 \ -3.59 \times 10^3 \ 7.44]$$

Fig. 13과 Fig. 14는 설계된 자기부상 제어시스템의 주파수역 및 시간역 성능을 보여주는 그림이다.

Fig. 13의 주파수응답 성능을 살펴보면 교차주파수 근처를 제외한 전 주파수에서 특히, 외란입력이 에너지를 갖는 저주파에서 감도전달함수의 크기가 비교적 작아 외란제거 성능이 우수하며, 단지 교차주파수 근처에서 약 4(db) 정도 증폭하는 현상으로 보아 시간역 성능인 과도상태 응답에서 약간의 오버슈트가 발생할 것으로 예상

된다. 이는 Fig. 14의 시간역 성능에서 알 수 있는 바와 같이 0-정상상태응답 특성을 갖으면서 2% 정착시간이 0.2초로 외란제거 성능이 비교적 양호하고 또한 과도응답 성능에서는 약 25%의 오버슈트가 있지만, 이는 자기부상 시스템이 허용할 수 있는 범위로서 매우 만족스러운 성능 특성을 갖는 것으로 사료된다.

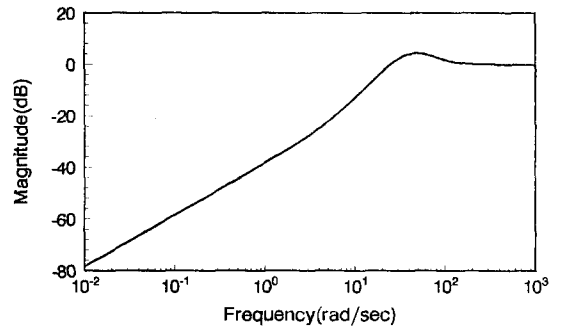


Fig. 13 Bode plot of sensitivity transfer function  $S(s)$  of the control system with combined pole placement and LQ control loops

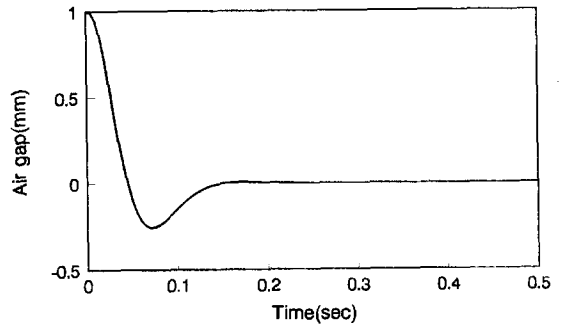


Fig. 14 Time response of the control system with combined pole placement and LQ control loops

#### 4. 편심배치방식 자기부상 시스템의 강인성 $S_{4k}$

이제 앞절에서 설계된 Fig. 12와 같은 편심배치방식 자기부상 제어시스템의 강인성 특성을 검토하기로 한다. 본 연구에서는 시스템 파라미터의 불확실성을 고려하여 부상 시스템의 차량질량  $M_b$ 와 공극  $s$ 의 공칭값이  $\pm 30\%$  변한다고 가정하고 이때, 최악의 경우에 대한 응답과 공칭값에서의 응답을 비교 분석하여 설계된 제어시스템의 강인성 특성을 평가한다. 다시 말하면 공칭값에서 설계된 극점배치 및 LQ 최적제어 방법을 혼용한 제어시스템의 대표극점을 조사하여 자기부상 제어시스템의 자석과 레일 사이의 부상메카니즘 (suspension mechanism)에 대한 정량적인 강성계수  $k$  및 감쇠계수  $b$ 를 선정할 후, 일정한 공극에서 부하 변동이  $\pm 30\%$ 로 변할 때와 일정한 질량에서 공극 변화가  $\pm 30\%$ 로 변할 때의  $k$  및  $b$ 를 각각 계산하여 시스템 성능면에서 최악이 되는 경우 즉,  $k$ 가 커서 심한 고주파 진동이 유발되고  $b$ 가 작아 큰 오버슈트가 발생하는 경우와 공칭값에서 설계된 제어시스템과의 성능을 주파수역 및 시간역에서 비교 분석함으로써 Fig. 14와 같이 제안된 제어시스템의 강인성 특성을 평가할 수 있다.

Fig. 15와 Fig. 16은 시스템 성능면에서 최악이 되는 경우 즉,  $\omega_p$ 가 +30% 그리고  $s$ 가 -20% 변할 때의 응답과 공칭 플랜트에 대하여 설계된 제어시스템과의 응답을 주파수역 및 시간역에서 비교한 그림이다.

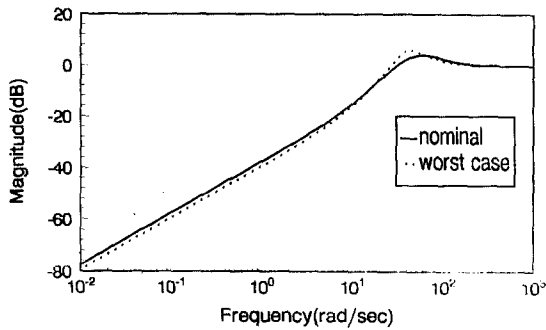


Fig. 15 Bode plot of sensitivity transfer function of the control system in normal and worst cases

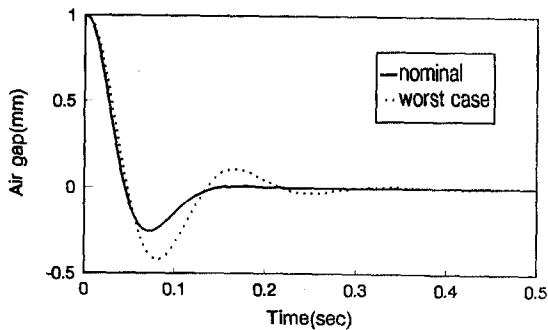


Fig. 16 Time response of air gap of the control system in normal and worst cases

Fig. 15에서 알 수 있는 바와 같이 설계된 제어시스템은 최악의 경우에도 양호한 주파수역 성능을 갖고 있어 안정도-강인성 성능면에서 Fig. 9의 안정도-강인성 판별조건을 잘 만족하고 있으며, 단지 교차주파수 근처에서 감도전달함수의 크기 선도가 약간 증폭되는 현상이 있어 시스템의 과도응답에 좋지 않은 영향을 미칠 것으로 예상된다. 이는 Fig. 16의 시간역 성능을 나타내는 그림에서도 나타나듯이 외란제거 성능면에서는 모두가 만족스러운 응답특성을 갖고 있는 반면에 과도응답 성능을 나타내는 %오버슈트와 % 정착 시간이 공칭플랜트의 경우에는 각각 25%, 0.17초 그리고 최악의 경우에는 각각 47%, 0.3초이다.

따라서 본 연구에서 제안된 편심배치방식 자기부상열차의 부상 제어기 설계방법은 극점배치방법이 보인 큰 정상상태 오차의 발생과 LQ 제어방법에서 나타난 불량한 과도응답 성능을 개선시킬 수 있는 방법으로서 특히, 자기부상열차의 부상시스템과 같이 불안정한 극점의 영향에 크게 좌우되는 시스템에서는 이와같이 안정화 투

프와 성능향상 투프를 개별적으로 고려하는 것이 큰 효과가 있을 것으로 사료된다.

## 5. 결론

본 연구에서는 전기, 자기 그리고 기계적 요소들로 이루어진 복잡한 다에너지역 시스템인 편심배치방식 자기부상 시스템의 비선형 운동방정식들을 본드선도 모델링 방법을 사용하여 체계적으로 모델링하였다. 또한 부상력과 안내력을 각 동작점 근방에서 선형화하여 상태공간 모델을 유도하였고 이때, 편심배치방식 자기부상열차의 전기장에서 나타난 연성효과로 인한 다변수 시스템을 각 입력의 합과 차로 표시되는 새로운 제어입력을 사용하여 부상계와 안내계로 비감쇄 하였다. 그리고 극점배치 그리고 LQ 최적제어 방법을 이용하여 각각 편심배치방식 자기부상 시스템의 제어기를 설계하였다. 이때, 극점배치 제어 경우에는 자기부상 시스템의 안정화는 보장되나 정상상태 오차가 크게 발생하였고, LQ 제어 경우에는 안정화와 정상상태응답이 만족하였으나 과도상태응답에서 큰 오버슈트가 발생하였다. 그래서 위 두 방법을 혼용한 제어방법을 제안하여 편심배치방식 자기부상 시스템의 안정화 뿐만 아니라 정상상태 및 과도응답 성능 모두 만족할 수 있는 제어기를 설계하였다. 이 방법은 비교적 제어구조가 간단하고 또한 변위, 속도 그리고 전류 센서의 사용이 용이하기 때문에 쉽게 구현될 수 있을 것으로 사료된다.

## 참고문헌

- [1] D. Karnopp and R. C. Rosenberg, System Dynamics: A Unified Approach, J. Wiley and Sons, 1975.
- [2] H. R. Martens and A. C. Bell, "A Logical Procedure for The Construction of Bond Graphs in Systems Modeling", ASME J. of Dyn. Sys. Meas. and Control, 1972, pp. 183 - 188.
- [3] F. Fallside, Control System Design by Pole-Zero Assignment, Academic Press, 1977.
- [4] D. E. Kirk, Optimal Control Theory, Prentice-Hall Inc., 1970.
- [5] 박 전수, "자기부상열차의 본드선도 모델링 및 LQG/LTR 제어", 석사학위논문, 부산대학교, 1991.
- [6] 김 종식, 박 전수, "자기부상 시스템의 본드선도 모델링 및 LQG/LTR 제어기 설계", 대한기계학회논문집 제15권 제5호, 1991, pp. 1620 - 1634.
- [7] 김 용주의 다수, 자기부상 및 추진 시스템 기술개발, 한국전기연구소, 1991.
- [8] A. E. Bryson and Y. C. Ho, Applied Optimal Control, Hemisphere Pub. Cor., 1975.
- [9] 김 종식, 선형 제어시스템 공학, 청문각, 1988.
- [10] J. C. Doyle and G. Stein, "Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis", IEEE Trans. on AC, Vol. AC-26, No. 1, 1981, pp. 4 - 16.
- [11] N. A. Lehtomaki, "Practical Robustness Measures in Multivariable Control System Analysis", Ph. D. Thesis, Dept. of EECS, MIT, 1981.