

# 모델 참조 제어 방법에 의한 시선 안정화 짐발의 공진 제어

## Vibration Suppression Control Based on Model Reference Approach for LOS Stabilization Gimbal

마진석, 강명숙, 권우현  
(Jin-Suk Ma, Myung-Sook Kang, and Woo-Hyen Kwon)

**Abstract** : In this paper, the vibration suppression scheme based on a model reference approach is proposed. The vibration results from the coupling of the system and its frequency are given by the mechanical factors. In the proposed scheme, a low frequency vibration mode is transferred to high one. And also its damping ratio can be increased without any mechanical redesign. Therefore, bandwidth and open loop gain of the plant are increased and the performance of the system can be improved. This paper analyzes the proposed vibration suppression scheme, which is compared with the conventional control scheme for mechanical resonance suppression. For proving the realistic validity, we apply the proposed scheme to a LOS(Line Of Sight) stabilization system which has vibration effect. Finally, the proposed scheme is verified through simulations and experiments.

**Keywords** : mechanical resonance, vibration suppression, LOS stabilization gimbal

### I. 서론

일반적인 서보 시스템에 존재하는 공진 현상은 모터와 부하 사이의 기계적인 결합이 주된 원인으로 공진 주파수에서는 시스템의 요구되어진 동적 특성보다는 공진 결합 특성을 출력하여 시스템이 불안정하게 된다. 즉, 공진 주파수 부근에서 급격한 위상 반전과 이득 증가로 인해 시스템의 개루프 이득의 충분한 감소 없이 페루프를 구성하게 될 경우 발진하게 되므로 페루프 시스템의 이득과 대역폭을 제한시키는 주원인이 되고 있다.

이러한 공진 특성을 해결하기 위해 고전적인 PID 제어를 비롯하여 상태 피드백 제어[1], 공진 비 제어(resonant ratio control)[2][3]와 같은 여러 제어 알고리즘이 제안되었다. 최근에는 결합에 의한 에너지의 흐름을 차단하여 비선형적으로 공진을 제어하는 알고리즘이 제안되었다[4] 그러나 이 제어 방법은 공진 주파수를 정확히 알아야 하고 플랜트의 회로변수값이 변하여 공진 주파수가 변화되는 경우에는 원하는 성능을 얻을 수 없게 된다.

또한, 공진제어는 시스템의 외부로부터 입력되는 외란과도 밀접한 관계를 가지므로 기존의 제어방법은 공진제어와 함께 외란 제어를 위한 별도의 제어루프를 가진다. 가장 일반적인 외란제어는 외란을 관측하여 보상하는 외란 관측보상방법이 사용된다[2][3][5]. 그러나 외란 관측을 위해서는 시스템의 역모델을 사용하게 된다. 그러나 이러한 역모델을 사용한 방법은 항상 불필요한 극점을 추가해야 하며, 추가된 극점의 위치에 따라 시스템의 성능이 매우 민감하게 변하며 시스템의 차수가 높을 경우 관측기의 차수도 높아지게 되므로 실용화하기 어렵다. 또한 시스템의 역모델을 사용하여 외란을 관측하므로 시스템의 회로변수값이 변할 경우 정확한 관측이 이루어지

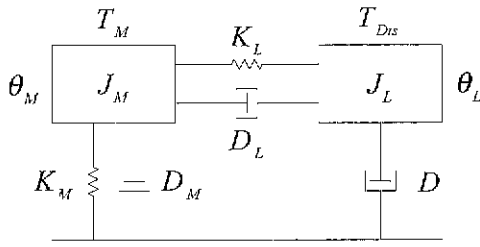
지 않으므로 외란 제거율이 떨어진다. 최근 미분기와 낮은 차수의 외란 관측기를 사용하여 공진 제어를 실시한 방법 또한 발표되었다. 그러나 이 방법은 공진의 감쇠계수만을 제어할 수 있고 공진주파수는 변하지 않으며, 부하측에 센서가 부착된 경우에는 그 결과를 적용할 수 없는 단점이 있다[6].

본 논문에서는 모델 참조 제어를 이용하여 시스템이 가지는 공진을 효과적으로 제어하는 방법을 제안한다. 제안한 방법은 선형 함수로 구성된 모델과 변환 매개 함수를 사용하여 공진 주파수를 고주파 대역으로 이동시키고 감쇠계수를 증가시킴으로써 대역폭을 넓히면서도 시스템의 개루프 이득을 증가시킬 수 있어 기존의 제어방법보다는 시스템의 성능을 월등히 향상시킬 수 있다. 제안한 방법의 이론적인 설명을 위하여 우선 미분 제어 변수만을 도입하여 그 제어 특성을 정량적으로 확인하고 최종적으로 미분 및 비례제어를 사용하여 실용성을 갖는 효과적인 제어가 되도록 한다. 또한 시스템 외부에서 인가되는 외란에 대해서도 제안된 제어방법이 별도의 제어기 없이 외란 억제 효과가 있음을 보인다. 제안한 방법의 타당성을 확인하기 위하여 시선 안정화 제어장치에 적용하여 모의실험과 실험을 통해 그 제어 성능을 확인한다.

### II. 본론

#### 1. 일반적인 서보 시스템의 공진 특성

일반적으로 모터와 부하가 연결된 기계 장치에서는 공진 현상을 수반하게 된다. 공진은 모터와 부하의 비이상적인 결합으로 인해 특정 주파수 성분의 입력에 대해 그 에너지가 부하로 완전히 전달되지 못하고 시스템 내에 축적되어 제어가 불가능하게 되고 그 결과 시스템의 출력이 입력신호와 다르게 진동하게 되는 현상이다. 시스템이 페루프로 사용되는 한 공진에너지가 연속적으로 축적되어 그 특성이 계속 유지될 수 있으며, 시스템



$T_M$  : 모터 토크                       $T_{Dis}$  : 외란 토크  
 $\theta_M$  : 모터 회전각                   $\theta_L$  : 부하 회전각  
 $J_M$  : 모터축 관성                   $J_L$  : 부하축 관성  
 $K_M$  : 모터 스프링 상수         $K_L$  : 결합 스프링 상수  
 $D_M$  : 모터 비스코스               $D_L$  : 결합 비스코스  
 $D$  : 부하 비스코스

그림 1. 기계적인 공진 등가 모델.  
Fig. 1. Equivalent model of mechanical resonance

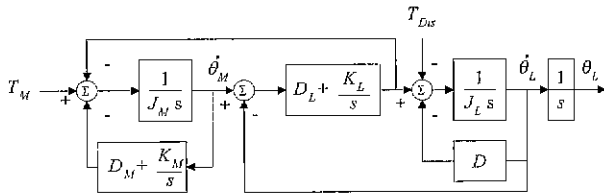


그림 2. 기계적인 공진 모델의 블록도.  
Fig. 2. Block diagram of mechanical resonance model.

내에서 기계적인 공진들은 기구물의 가공 정도와 결합 상태에 의해서 서로 독립적으로 존재하기도 하고, 공진들 사이에 결합을 가질 수도 있다. 그러나 일반적인 경우 이러한 공진점 중에서 최저 주파수 영역에서 매우 작은 감쇠계수를 가지는 공진 특성이 대역폭 제한의 주원인이 된다. 따라서 시스템에서 발생할 수 있는 여러 개의 공진 현상 중에서 가장 저주파 영역에 존재하는 우세 공진 현상만을 모델링하여 모터와 부하사이의 공진 특성으로 등가적으로 나타내면 그림 1과 같다. 그림 1의 공진 등가 모델로부터 모터 토크와 외란 토크에서 부하 회전각까지의 관계식을 구해보면 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 J_M \ddot{\theta}_M &= T_M - K_L(\theta_M - \theta_L) - D_L(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) - K_M\theta_M - D_M\dot{\theta}_M \\
 J_L \ddot{\theta}_L &= -T_{Dis} - K_L(\theta_L - \theta_M) - D_L(\dot{\theta}_L - \dot{\theta}_M) - D\dot{\theta}_L
 \end{aligned} \quad (1)$$

(1)을 이용하여 공진 모델의 블록도를 그리면 그림 2와 같다.

본 논문에서는 시스템에서 가장 저주파수 공진특성을 가지는 모터축 관성과 부하축 관성사이의 결합에 의한 공진특성만을 알아보기 위하여  $K_M, D_M, D$ 를 모두 영으로 두면 모터 토크 및 토크 외란에서 부하 회전각속도 ( $\dot{\theta}_L = \omega_L$ )까지의 전달함수는 (2)와 같이 나타난다.

$$\omega_L(s) = G_P(s) T_M(s) + G_{Dis}(s) T_{Dis}(s) \quad (2)$$

여기서

$$\begin{aligned}
 G_P(s) &= \frac{\omega_L(s)}{T_M(s)} = \frac{D_L s + K_L}{s(J_M J_L s^2 + (J_L D_L + J_M D_L)s + (J_L K_L + J_M K_L))} \\
 G_{Dis}(s) &= \frac{\omega_L(s)}{T_{Dis}} = \frac{-J_M s}{\{J_M J_L s^2 + (J_L D_L + J_M D_L)s + (J_L K_L + J_M K_L)\}}
 \end{aligned}$$

이다.

(2)에서 모터 토크에 대한 전달함수를 정리하면 다음 (3)과 같다.

$$G_P(s) = \frac{2\xi\omega_o s + \omega_o^2}{J_M s \left\{ s^2 + \left(1 + \frac{J_L}{J_M}\right) 2\xi\omega_o s + \left(1 + \frac{J_L}{J_M}\right) \omega_o^2 \right\}} \quad (3)$$

여기서

$$2\xi\omega_o = \frac{D_L}{J_L}, \quad \omega_o^2 = \frac{K_L}{J_L}$$

이다.

이때 공진주파수는 (3)의 분모를 영으로 놓으면, 시스템의 공진주파수( $\omega_{res}$ )와 감쇠계수( $\xi$ )는 다음의 (4), (5)와 같다.

$$\omega_{res} = \sqrt{1 + \frac{J_L}{J_M}} \omega_o \quad (4)$$

$$\xi = \sqrt{1 + \frac{J_L}{J_M}} \xi \quad (5)$$

따라서 (3)은 다시 최종적으로 다음의 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 G_P(s) &= \left\{ \frac{1}{J_M + J_L} \right\} \left\{ \frac{2\xi\omega_{res} s + \omega_{res}^2}{s \{ s^2 + 2\xi\omega_{res} s + \omega_{res}^2 \}} \right\} \\
 &= \left\{ \frac{1}{J_L} \right\} \left\{ \frac{2\xi\omega_{res} s + \omega_{res}^2}{s \{ s^2 + 2\xi\omega_{res} s + \omega_{res}^2 \}} \right\}
 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$J_I = J_M + J_L$$

이다.

(6)에서 알 수 있듯이 시스템의 공진 주파수와 공진의 크기는 모터축 관성과 부하축 관성, 결합 스프링 상수와 결합 비스코스에 의해 결정된다. 이 중에서 관성은 시스템의 설계시 결정되므로 결합 스프링 상수와 결합 비스코스에 의해 공진의 위치와 크기가 결정된다. 결합 스프링 상수와 결합 비스코스는 기계적인 가공 정밀도와 기구물의 배치 및 모터와 부하의 연결 상태에 영향을 받으므로 이러한 요소들을 모두 고려하여 공진 주파수를 요구되는 대역폭보다 높은 주파수에 위치시키고 공진이득을 감소시키도록 설계되어야 한다. 그러나 기구물의 경우 최적의 기구적 특성을 얻기 위해서는 고정밀의 기계 가공 등의 시행착오가 요구되고 기구물의 개발에는 많은 개발비를 필요로 하게 되므로, 기구물의 공진 현상을 전자적인 제어 방법으로 해결하는 것이 요구되어지고 있다.

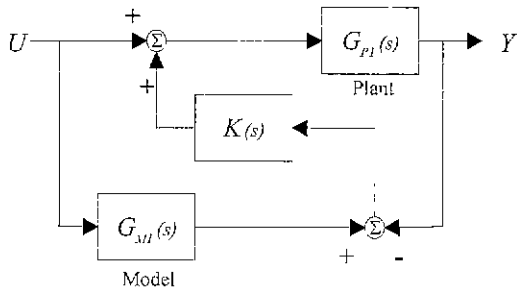


그림 3. 모델 참조 제어에 의한 시스템 제어.  
Fig. 3. System control by model reference control.

2. 모델 참조 제어법

시스템의 비선형성, 회로변수값 변화, 또는 외란의 영향으로 인해 전달특성이 변하게 되면 원하는 성능을 유지할 수 없게 되거나 같은 입력 조건에서도 경우에 따라 상이한 출력을 보이게 된다. 이와 같은 특성을 갖는 시스템에 대해서 그림 3과 같은 제어 루프를 사용하면 제어 플랜트의 특성을 보상하고 요구되는 성능을 만족시킬 수 있다[7][8].

그림 3에 나타난 시스템의 전달함수는 (7)로 표현된다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\frac{n_P(s)}{d_P(s)} + K(s) \frac{n_M(s)n_P(s)}{d_M(s)d_P(s)}}{1 + K(s) \frac{n_P(s)}{d_P(s)}} \quad (7)$$

$$= \frac{n_P(s) (d_M(s) + K(s) \times n_M(s))}{d_M(s) (d_P(s) + K(s) \times n_P(s))}$$

여기서

$$G_{PT}(s) = \frac{n_P(s)}{d_P(s)} : \text{플랜트 전달함수}$$

$$G_{MT}(s) = \frac{n_M(s)}{d_M(s)} : \text{모델 전달함수}$$

이다.

식을 간략하게 표현하기 위하여 K(s)를 상수로서 설정하고 K가 큰 값을 가질 경우에는 (7)은 (8)로 변환된다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{n_M(s)}{d_M(s)} = G_{MT}(s) \quad (8)$$

단, 모델의 전달함수는 안정함을 가정한다.

(8)의 결과에서 알 수 있듯이 시스템의 전달함수는 변환 매개 함수 K(s)가 클 경우 시스템의 전달함수 G<sub>PT</sub>(s)에는 거의 영향을 받지 않고 모델의 전달함수 G<sub>MT</sub>(s)로 변환되어 플랜트의 비선형성과 회로소자 값의 변화에 의한 영향이 제어출력에는 나타나지 않게 된다.

일반적으로 위의 방법은 변환 매개 함수 K(s)가 아주 크지 않을 경우에도 위에서 설명한 특성들이 나타난다

III. 공진특성을 가지는 서보 시스템의 제어

1. 시스템의 전달특성 해석

일반적으로 위치 및 속도 제어 서보 시스템의 경우

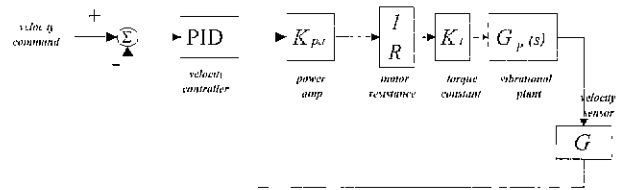


그림 4. 일반적인 서보 시스템의 속도 제어 루프  
Fig. 4. Control block diagram of the general servo system

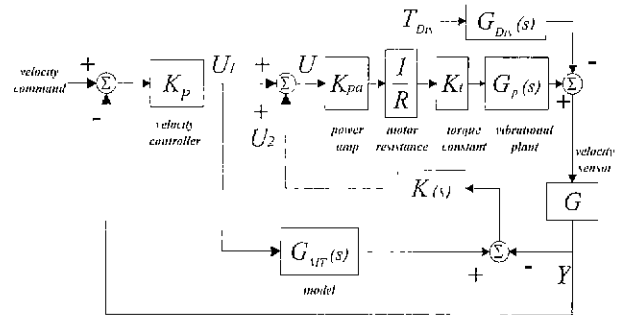


그림 5. 제안된 서보 시스템의 속도 제어 루프.  
Fig. 5. Control block diagram of the proposed servo system.

공통적으로 포함되는 속도 제어 루프는 시스템의 비선형성 및 외란의 영향을 직접적으로 받게 된다. 그리고 속도 제어 루프의 응답 특성이 곧바로 위치 제어 루프의 응답 특성에 영향을 미치게 되므로 속도 제어 루프가 이상적이라면 위치 제어 루프 또한 최적의 제어 특성을 얻는 것이 가능하다 따라서 본 논문에서는 속도 제어 루프만을 고려한다. 그림 4는 일반적인 서보 시스템의 속도 제어 루프의 블록도이다. 플랜트 G<sub>P</sub>(s)는 앞에서 구한 공진 특성을 포함하는 3차 시스템이며, 센서 G는 속도 센서의 이득을 나타낸 것이다. 공진특성을 가지는 플랜트는 공진점에서 주파수 및 위상 응답 특성이 급격하게 변화하며, 비선형적인 마찰에 의하여 나타나는 저주파영역의 이득을 보상하기 위하여 속도제어기는 일반적으로 적분기를 포함하는 PID 제어기로 구현되므로 속도제어 특성은 플랜트의 공진주파수보다 낮은 대역폭을 가지게 되어 요구되는 제어특성을 만족시키지 못하게 된다.

이러한 플랜트의 공진특성을 개선하기 위하여 앞 절의 II. 2에서 설명한 모델 참조 제어 방법을 적용한다. 그림 5는 제안된 서보시스템의 속도 제어 루프이다. 그림 5에서 플랜트의 전달함수 G<sub>PT</sub>는 (9)와 같으며, 모터의 누설 인덕턴스는 무시하였다.

$$G_{PT}(s) = \frac{n_P(s)}{d_P(s)} = PG_{PT}(s)$$

$$= \frac{PG(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)}{Js(s^2 + 2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)}$$

$$= \frac{AP(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)}{s(s^2 + 2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)} \quad (9)$$

여기서

$$P = K_{pa}K_t/(Ls+R) \approx K_{pa}K_t/R, \quad A_p = PG/J_t$$

이다.

모델의 전달함수  $G_{MT}$ 은 (10)과 같다.

$$G_{MT}(s) = \frac{n_M(s)}{d_M(s)} = \frac{PG}{J_ms + B_m} = \frac{PG/J_m}{s + B_m/J_m} = \frac{A}{s+a} \quad (10)$$

여기서

$$A = PG/J_m, \quad a = B_m/J_m$$

이다

모델의 전달특성은 페루프 시스템의 정상상태 오차를 줄이고 평형치 추종 성능을 향상시키기 위해 직류 이득을 높이는 적분기의 모델을 사용하였다. 이때 상수  $B_m$ 은 이상적인 적분기의 구현시 불안정해지는 것을 방지하기 위한 미소 감쇠계수로 제어기가 구현되어질 때 연산 프로세서가 오버플로를 일으키지 않는 범위에서 매우 작은 값으로 설정하면 된다. 본 논문에서는 연산 프로세서로 전형적인 32비트 부동 소수점 연산 디지털 신호처리 프로세서인 TMS320C30을 사용하였으며  $B_m$ 의 값은 0.0001의 값을 사용하였다.

변환 매개 함수  $K$ 는 (11)과 같이 일단 간단한 미분기 형태의 함수로 설정한다.

$$K(s) = K_1s \quad (11)$$

제안된 시스템의 제어 특성을 알아보기 위해 그림 5의 제어입력  $U_1$ 에서  $Y$ 까지의 루프 전달함수를 구해보면 (12), (13)과 같다.

$$\frac{Y(s)}{U_1(s)} = \frac{n_p(s)(d_M(s) + K(s) \times n_M(s))}{d_M(s)(d_P(s) + K(s) \times n_P(s))} \quad (12)$$

$$= \frac{A_p(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)(s+a+AK_1s)}{(s+a)\{s^2 + 2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2 + A_pK_1s(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)\}}$$

$$= \frac{A_p(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)((1+AK_1)s+a)}{s(s+a)\{s^2 + 2\zeta\omega_{cs}(1+A_pK_1)s + \omega_{cs}^2(1+A_pK_1)\}} \quad (13)$$

(12)을 보면 변환 매개 함수는 플랜트의 전달함수와 결합하여 새로운 극점을 구성하고 모델의 전달함수와 결합하여 새로운 영점을 추가로 구성하게 된다. 따라서 새로운 극점에 의해 플랜트의 응답 특성을 변환시키고 영점에 의해 안정도를 높리게 되어 전체 페루프 시스템은 변환 매개 함수에 의해 제한 특성이 변화됨을 알 수 있다. 또한 (13)의 분모항에서 공진특성을 나타내는 부분의 특성이 (14)와 (15)에서 나타나는 것과 같이 플랜트 자체의 공진주파수보다  $\sqrt{1+K_1A_p}$  배 만큼 고주파로 이동되고 감쇠계수 또한  $\sqrt{1+K_1A_p}$  배 만큼 증가되도록 변화되었음을 알 수 있다

$$\omega_{res}' = \sqrt{1+K_1A_p}\omega_{cs} \quad (14)$$

$$\zeta' = \sqrt{1+K_1A_p}\zeta \quad (15)$$

따라서 적당한  $K_1$ 값을 결정하면 플랜트의 전달 특성이 요구되는 대역폭 이하의 주파수에서는 공진의 영향을 극도로 줄일 수 있다. 이때 공진의 주파수 이동폭이 플랜트의 이득  $A_p$ 와 승산되므로 그다지 크지 않은  $K_1$ 값으로도 만족할 만한 성능을 얻을 수 있다. 또 모델의 전달함수는 플랜트와는 독립적으로 극점을 구성하게 되므로 요구되는 성능을 만족시킬 수 있도록 모델의 전달함수를 결정한다. 그 결과 저주파 영역의 공진 현상이 고주파로 이동되고 또 크기가 현저히 감소되어 영향이 적어지므로 제어 시스템의 대역폭을 증가시킬 수 있을 뿐만 아니라 속도 제어기  $K_p$ 의 설계시 공진 특성을 고려하지 않고 이상적으로 설계할 수 있어 제어기의 설계가 매우 간소화된다. 따라서 속도 제어기는 간단한 비례 제어기만으로도 요구되는 성능을 쉽게 만족시킬 수 있다. 그러나 여기에서 주목하여야할 것은  $K(s)$ 를 미분항만으로 구성하여 공진주파수를 과도하게 이동시킬 경우에는 시스템 출력이 잡음에 민감해질 수 있는 문제점과 미분기 자체 특성으로 인하여 정상상태시에서와 속도출력에 움푹을 가진 경우 직류오차 정정이 불가능하게 되는 문제점이 발생한다 따라서  $K(s)$ 는 아래의 (16)과 같이 미분이득 뿐만 아니라 비례이득을 가진 함수로 재정의하여 이러한 문제점을 해결할 수 있다.

$$K(s) = K_1s + K_2 \quad (16)$$

제어변수  $K_2$ 가 추가로 삽입될 경우의 시스템의 공진 주파수와 감쇠상수값의 변화에 대한 관계식을 유도하기 위하여 (16)을 (12)에 대입하여 다시 정리하면 다음의 (17)과 같다.

$$\frac{Y(s)}{U_1(s)} = \frac{A_p(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)(s+a+A(K_1s+K_2))}{(s+a)\{A_1s^2 + A_2s + A_3\}} \quad (17)$$

$$A_1 = s^2 + 2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2 + A_p(K_1s + K_2)(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)$$

여기에서 (17)의 중괄호 내부에서  $K_2$ 에 의해 발생하는 상수항인  $A_pK_2\omega_{cs}^2$ 이 존재할 경우 해석적으로 시스템의 공진 주파수와 감쇠 상수의 관계식을 얻을 수 없다. 그러나 제어 변수  $K_1$ 을  $K_2$ 보다 충분히 큰 값으로 설정하는 것이 가능하며 그 결과로  $K_2$ 에 의해 발생하는 상수항을 무시하면 (17)을 근사화하면 (18)을 얻을 수 있다.

$$\frac{Y(s)}{U_1(s)} = \frac{A_p(2\zeta\omega_{cs}s + \omega_{cs}^2)((1+AK_1)s+a+AK_2)}{s(s+a)\{A_2\}} \quad (18)$$

$$A_2 = s^2 + 2\zeta\omega_{cs}(1+A_pK_1)s + (1+A_pK_1)\omega_{cs}^2 + 2\zeta A_pK_2\omega_{cs}$$

(14)와 (15)를 구한 방법과 동일하게 (18)에서 시스템의 공진주파수와 감쇠계수의 변화를 구하면 공진주파수에 대한 (19)와 감쇠 상수에 대한 (20)을 근사적으로 구할 수 있다.

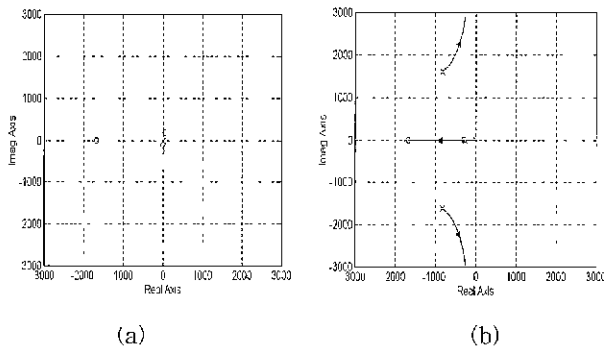


그림 6. 플랜트의 극·영점도 및 근궤적도. (a) 플랜트의 극·영점도, (b) 제안된 시스템의  $K_2$ 에 의한 근궤적도 ( $K_1=10.4, K_P=3.1$ ).  
 Fig. 6. Root locus. (a) Pole-zero map, (b) Root locus of  $K_2$  ( $K_1=10.4, K_P=3.1$ ).

$$\omega_{res}' = \sqrt{1 + K_1 A_P + \frac{2\zeta' K_2 A_P}{\omega_{res}}} \omega_{res} \quad (19)$$

$$\zeta' = (-K_2 A_P \zeta + \sqrt{(K_2 A_P \zeta)^2 + (1 + K_1 A_P) \omega_{res}'^2}) \zeta \quad (20)$$

(19)와 (20)으로부터 제안된 방법은 제어 변수  $K_2$ 가 삽입되어도 시스템의 공진주파수의 이동과 감쇠계수의 증가를 대략적으로 확인할 수 있다. 또 (19)과 (20)을 연립하여 플랜트 설계변수  $K_1, K_2$ 의 값을 정할 수 있는 설계식 (21), (22)를 유도할 수 있다. 여기에서 요구되어진 공진주파수를  $\omega_d$ , 감쇠계수를  $\zeta_d$ 라 하자.

$$K_1 = \frac{1}{A_P} \left( \frac{\zeta_d \omega_d}{\zeta \omega_{res}} - 1 \right) \quad \text{단, } \frac{\zeta_d \omega_d}{\zeta \omega_{res}} > 1 \quad (21)$$

$$K_2 = \frac{\omega_d}{2\zeta A_P} \left( \frac{\omega_d}{\omega_{res}} - \frac{\zeta_d}{\zeta} \right) \quad \text{단, } \frac{\omega_d}{\omega_{res}} > \frac{\zeta_d}{\zeta} \quad (22)$$

단, 설계변수  $K_1, K_2$ 는 모두 양의 값을 가져야함으로 설계조건을 만족하는 공진주파수와 감쇠계수를 선정하여 설계하여야 하며 설계식 자체가 수식의 단순화 결과이므로 정확한 제어변수 값은 근궤적도 등을 사용하여야 한다. 이 경우에도 역시 초기 제어변수값의 설정시 근사치를 간단하게 계산하는 방법으로 (21)과 (22)를 유용하게 사용할 수 있다. 그림 6(a)는 기존의 플랜트의 극·영점도이며 그림 6(b)는 제안된 방법을 사용하였을 경우의 비례이득  $K_2$ 에 대한 전체 폐루프 시스템의 근궤적도이다.

플랜트의 공진특성을 나타내는 허수축상의 극점은 제안된 방법을 사용하여 그림 6(b)와 같이 미분이득  $K_1$ 에 의하여 공진주파수와 감쇠계수를 증가시켜 공진특성이 변환됨을 알 수 있다. 그러나 비례이득  $K_2$ 에 의하여 시스템의 감쇠계수가 다시 감소하므로 과도한 비례이득의 설정은 시스템의 성능향상에 도움이 되지 않는다. 그러나 정상상태에서 시스템의 안정된 동작을 위해서는 적당한 비례이득의 설정이 필요하며 근궤적도를 사용함으로써 시스템의 안정성을 보장하는  $K_2$ 의 증가 범위를 설정할 수 있다.

2. 제안된 방법의 외란 제어

서보 시스템의 중요한 요구 성능 중 하나는 외란 제거율이다. 그림 5에서 제안된 방법의 외란 제어 특성을 알아보기 위해 외란  $T_{Ds}$ 가 입력되었을 경우 제어 입력  $U_2$ 를 구하면 (23)과 같다.

$$U_2(s) = \frac{K(s)\{G_{MT}(s) - PGG_P(s)\}U_1(s) + K(s)GG_{Ds}(s)T_{Ds}(s)}{1 + K(s)PGG_P(s)} \\ = \frac{K(s)\{G_{MT}(s) - PGG_P(s)G\}}{1 + K(s)PGG_P(s)G} U_1(s) \\ + \frac{K(s)GG_{Ds}(s)}{1 + K(s)PGG_P(s)G} T_{Ds}(s) \quad (23)$$

(23)에서 알 수 있는 바와 같이 제어입력  $U_2$ 에는  $U_1$ 에 의한 제어입력과 현재의 외란 입력인  $T_{Ds}$ 로 구성됨을 알 수 있다. 여기에서  $U_2$ 를 통해 입력된 외란 입력항이 출력에 주는 영향을 보기 위해 외란 토크에 의한 출력  $Y$ 를 구하면 (24)와 같다.

$$Y(s) = PGG_P(s)U(s) - GG_{Ds}(s)T_{Ds}(s) \\ = \frac{\{1 - K(s)G_{MT}(s)\}PGG_P(s)}{1 + K(s)PGG_P(s)} U_1(s) \\ + \left\{ \frac{K(s)PGG_P(s)}{1 + K(s)PGG_P(s)} - 1 \right\} GG_{Ds}(s)T_{Ds}(s) \quad (24)$$

여기서

$$U(s) = U_1(s) + U_2(s)$$

이다.

(24)의 두번째 항에서 보는 바와 같이 외란 토크  $T_{Ds}$ 가 입력될 경우 제안된 방법을 사용하면 그 외란 토크의 양이 제어 출력  $U_2$ 를 통해 음계환되어 현재 입력되고 있는 외란입력과 반대값을 가짐으로써 외란의 상쇄 효과를 가진다. 이 때  $K(s)$ 가 큰 값을 가지지 않더라도 그 값이 플랜트의 직류이득  $PG$ 와 승산되므로 일반적인 서보에서 요구되어진 외란제거 대역폭을 확보함으로써 우수한 외란제거율을 획득할 수 있게 된다. 또한 시스템의 특성상 충분한 외란 제거 대역폭을 확보하지 못한다하더라도 낮은 주파수대역의 외란입력에서는 효과적인 외란 보상 결과를 얻을 수 있다. 결과적으로 제안된 방법에 의해 외란 입력의 음계환으로 제어 출력  $U_2$ 를 통해 제어 입력으로 계환시켜 보상하므로 별도의 외란 관측기나 부가적인 극점 할당문제를 발생시키는 시스템의 역모델 없이도 효과적으로 외란을 보상할 수 있다.

IV. 모의실험

모의실험 및 실험에 사용한 시스템은 시선 안정화 짐발 사용하였다. 시스템의 회로변수값은 표 1에 나타내었다.

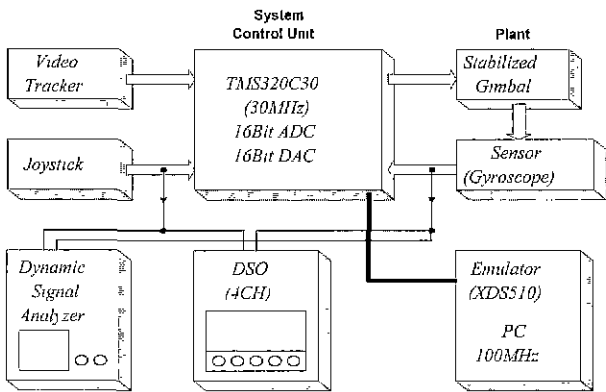
1. 시스템의 구성

본 논문에서 사용된 시선 안정화 짐발 시스템은 기구

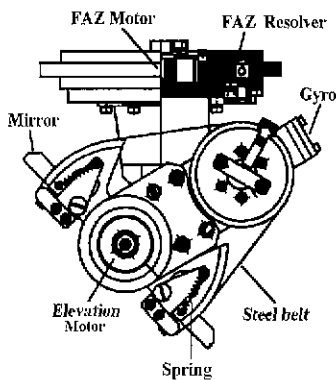
표 1. 회로변수값.

Table 1. System parameters.

plant motor side inertia( $J_M$ )	$1.07 \times 10^{-3}$ Kg-m <sup>2</sup> -sec <sup>2</sup>
plant load side inertia( $J_L$ )	$0.3755 \times 10^{-3}$ Kg-m <sup>2</sup> -sec <sup>2</sup>
model inertia( $J_n$ )	$1.07 \times 10^{-4}$ Kg-m <sup>2</sup> -sec <sup>2</sup>
inductance( $L$ )	1.2 mH
resistance( $R$ )	7.2 ohm
torque sensitivity( $K_t$ )	$5.3 \times 10^{-4}$ Kg-m/ampere
back EMF( $K_b$ )	0.052 volts/rad/sec
power amp gain( $K_{pa}$ )	2 volt/volt
sensor gain( $G$ )	8.18 volt/rad/s
spring constant( $K_L$ )	10.17 Kg-m
viscous( $D_L$ )	0.0061 Kg-m/rad/s
$K_p$	3.1
$K_1$	10.4
$K_2$	0.4
sampling frequency	4 kHz



(a)

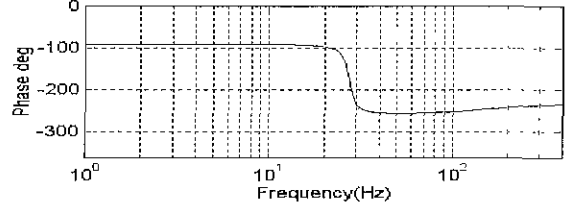
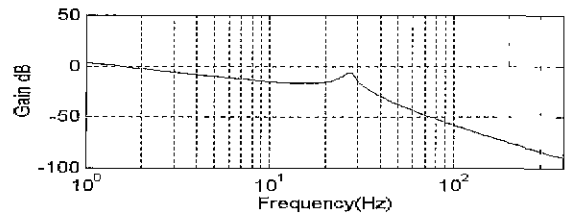


(b)

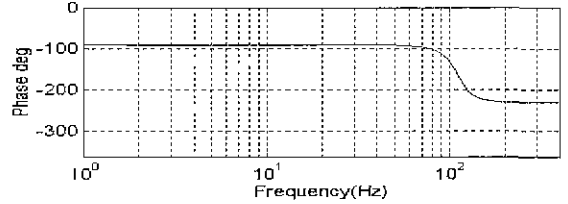
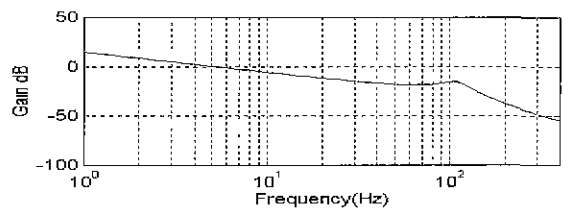
그림 7. 실험 시스템. (a) 실험 시스템 구성도, (b) 시선 안정화 짐발의 측면 구조도.

Fig. 7. Experimental system. (a) Experimental setup, (b) Structure of LOS stabilization gimbal.

부인 안정화 짐발과 이를 제어하는 전자부로 나눌 수 있다. 시선 안정화 짐발을 제어하는 전자부는 시스템 제어



(a)



(b)

그림 8 주파수 응답 특성. (a) 플랜트 특성, (b) 변환된 플랜트 특성.

Fig. 8. Frequency response. (a) Plant characteristics, (b) Transformed plant characteristics.

프로세서, A/D변환기와 D/A변환기가 있으며, 모터를 구동하기 위한 전력 증폭기로 구성되어 있다 속도센서인 자이로스코프는 각속도를 출력할 수 있도록 비레모드로 사용하고 있다. 시선 안정화 짐발은 고저축 및 방위축으로 구동되도록 설계되었으며, 방위축은 직접구동방식을 사용하여 모터와 부하간의 결합이 거의 이상적이다. 그러나 고저축은 광학적인 이유로 인하여 모터축과 부하축이 벨트로 연결되어있다. 이러한 고저축의 모터축에는 거울이 부착되어 있고 부하축에는 자이로스코프가 부착되며 이를 강철 벨트를 사용하여 연결시킴으로서 극심한 공진현상이 발생하는 기계적인 구조를 가지고 있다. 본 논문에서는 기계적인 구조물이 가지는 공진을 제어하기 위하여 고저축을 대상으로 모의실험 및 실험을 실시하였다.

2. 모의실험

모의실험에서는 시스템의 해석상에서 무시한 모터의 누설 인덕턴스 또한 모두 고려하였으며 그 결과는 아래와 같다. 그림 8은 제어 입력에서 출력까지의 주파수 응답 특성으로 속도 제어기를 제외한 플랜트의 개루프 특

성을 나타낸 것이다. 그림 8(a)는 플랜트의 주파수 특성을 나타낸 것이고, (b)는 제안된 방법에 의해 전달 특성이 변환된 플랜트의 주파수 특성이다

그림 8(a)에서 보는 바와 같이 25Hz 부근의 공진특성으로 인하여 플랜트 특성은 저주파 공진점과 큰 공진 이득을 가지므로 단순한 PID 제어만으로는 속도제어를 하면 플랜트가 가진 공진 특성에 영향을 주지 못하고 공진 이전의 낮은 주파수 대역에서 이득을 증가시키는 제어가 되므로 페루프 구성시 공진 현상이 발생한다. 한편 그림 8(b)에서 보는 바와 같이 제안된 방법은 플랜트가 가지는 고유 공진점을 100Hz 부근의 고주파 쪽으로 이동시키고 그 감쇠계수를 증가시켜 공진이득을 감소시킨다. 따라서 속도 제어기에서 직류이득을 높일 수 있으며 이로 인하여 대역폭을 확장시킬 수 있다. 그림 9는 기존의 PID 제어기와 제안된 방법을 사용한 스텝 응답 특성을 나타내었다.

그림 9(a)의 기존의 방법은 속도 제어기를 PID 제어기로 하여 페루프를 구성하였고 이때 사용된 비례 이득, 적분 이득 및 미분 이득은 각각 2.3, 1.1, 0.01이다. 그림 9(a)에서 보이는 바와 같이 기존의 PID 제어에서는 출력 파형에 공진의 영향이 나타나며, 이 영향을 없애기 위해

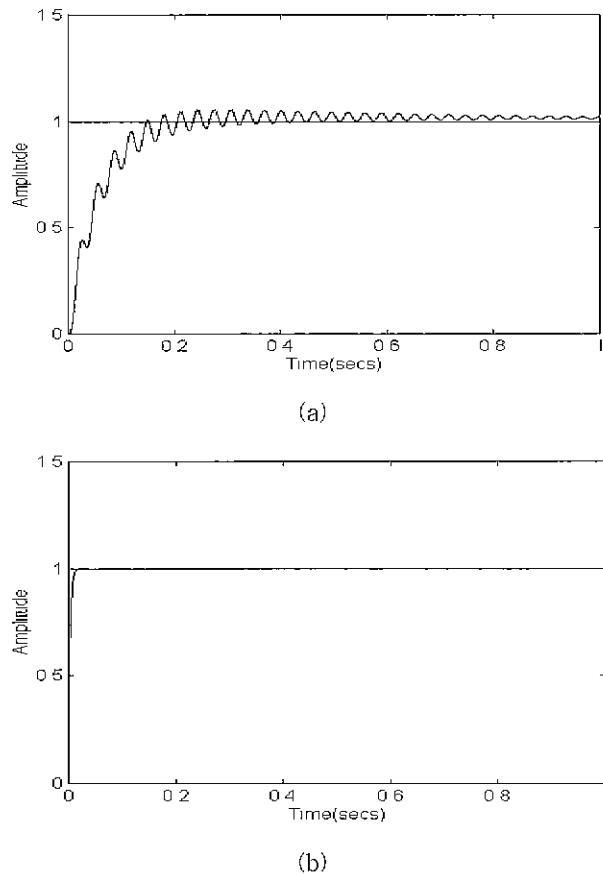


그림 9. 시간 응답 특성. (a) 기존의 속도제어 방법(PID), (b) 제안된 속도제어 방법.  
Fig. 9. Time response. (a) The conventional velocity control(PID), (b) The proposed velocity control.

서는 개루프 이득을 감소시킬 수밖에 없고 그렇게 되면 상승시간의 증가로 인하여 요구되는 성능을 만족시키지 못한다 한편, 제안된 방법은 속도 제어기를 비례 이득만을 사용하였으며, 그 크기는 31으로 하였다. 제안된 방법에서는 약 0.05초이하의 상승시간과 오버슈트특성이 사라짐으로서 안정된 과도 응답 특성이 나타나고 그 결과 명령 추종 성능이 매우 향상되었음을 알 수 있다.

외란 입력  $T_{Dis}$ 가 존재할 경우 제안된 방법의 외란 제거 성능을 알아보기 위한 모의 실험 결과를 그림 10에 나타내었다 이때 외부 속도 명령은 영으로 하였고 입력되는 외란 입력신호는 10Hz의 주파수와 0.003Kg-m의 침투값을 가지는 구형파 입력을 사용하였다. 그림 10의 (a), (b)에서 상단파형이 이러한 외란 입력 신호의 파형을 나타내었다

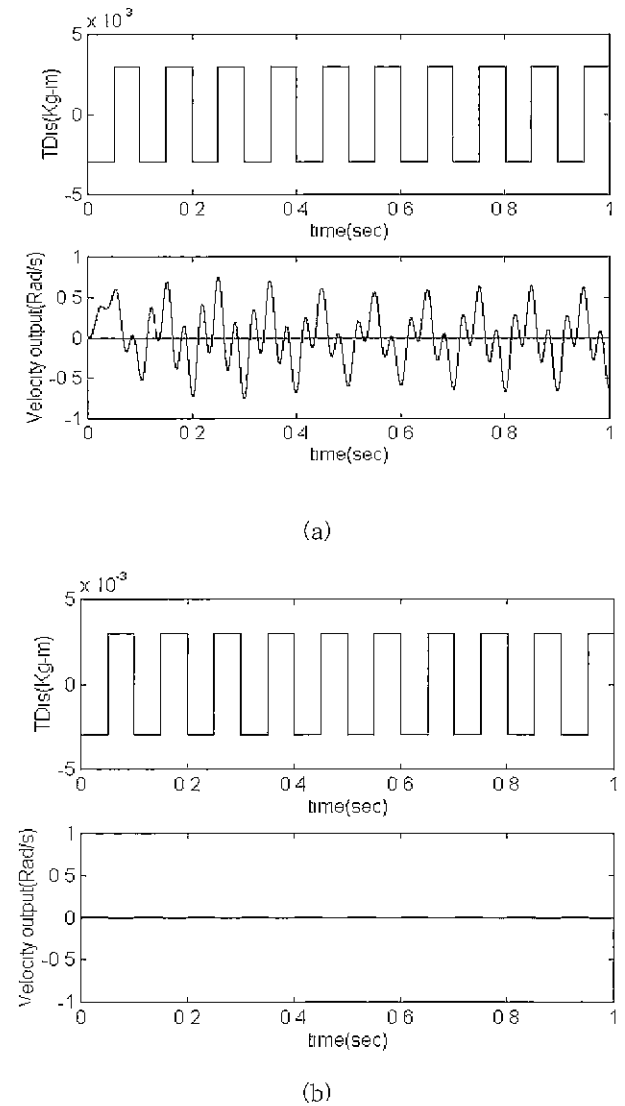
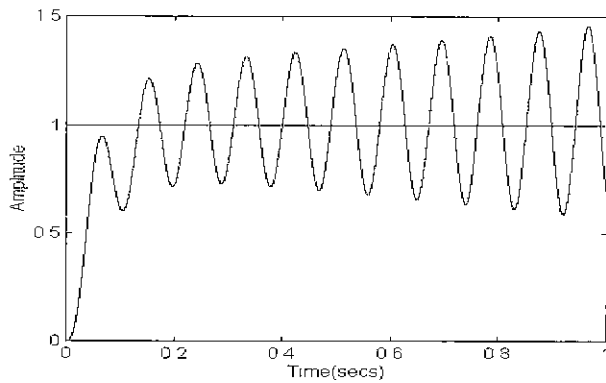
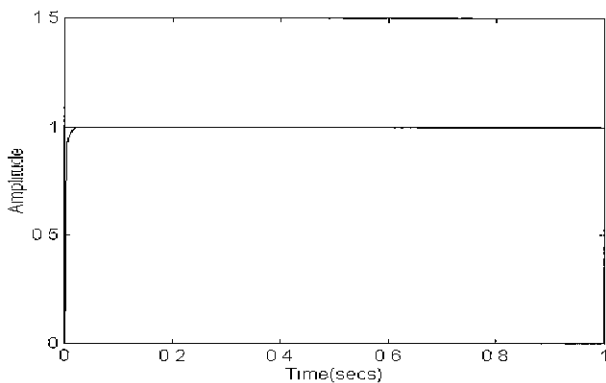


그림 10. 외란 입력에 대한 응답 특성. (a) 기존의 속도제어 방법(PID), (b) 제안된 속도제어 방법.  
Fig. 10. Disturbance response. (a) The conventional velocity control(PID), (b) The proposed velocity control.



(a)



(b)

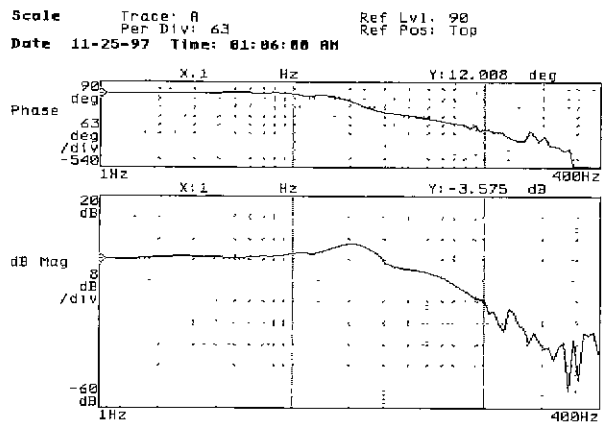
그림 11. 회로변수값 변동시의 시간 응답 특성 ( $K_L=1.017, D_L=0.004$ ). (a) 기존의 속도제어 방법(PID), (b) 제안된 속도제어 방법.

Fig. 11. Time response with parameter variations ( $K_L=1.017, D_L=0.004$ ). (a) The conventional velocity control(PID), (b) The proposed velocity control.

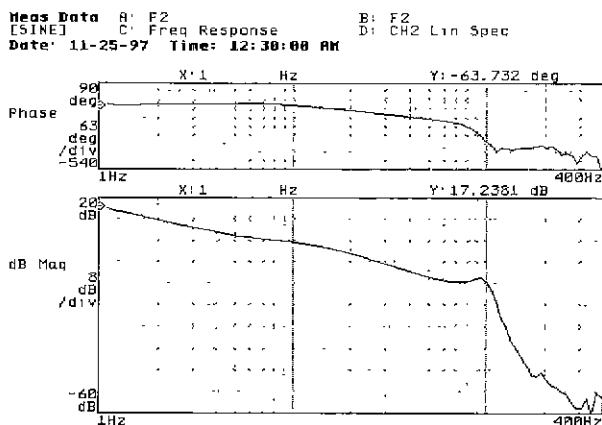
그림 10(a)의 하단 그림에서 보이는 바와 같이 공진 플랜트의 PID제어시에는 외란 제거에 필요한 충분한 루프이득을 얻지 못함으로써 출력 속도 파형이 외란에 의해 영을 기준으로 진동하는 현상을 볼 수 있다. 그러나 그림 10(b)에서 보는 바와 같이 제안된 방법에서는 앞 절의 외란 제어 특성에서 설명한 바와 같은 효과로 인하여 외란 입력시에도 출력의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

그림 11은 회로변수값의 변동이 발생할 경우의 기존의 방법과 제안된 방법의 단위계단 응답 파형을 나타내었다. 앞에서 설명한 공진 회로변수값 중 스프링상수 및 감쇠 상수값의 변화가 있을 경우의 결과를 나타내었다.

그림 11(a)에서 알 수 있는 바와 같이 PID제어 시에는 스프링상수값의 변화로 공진주파수가 변한 현상과 감쇠 상수가 감소하여 그 결과 시스템이 발산하는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 11(b)에서 보는 바와 같이 제안된 방법에서는 위에서 설명한 변화가 시스템에 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 따라서 제안된 방법은 회로변수값의 변동에도 견실함을 알 수 있다.



(a)



(b)

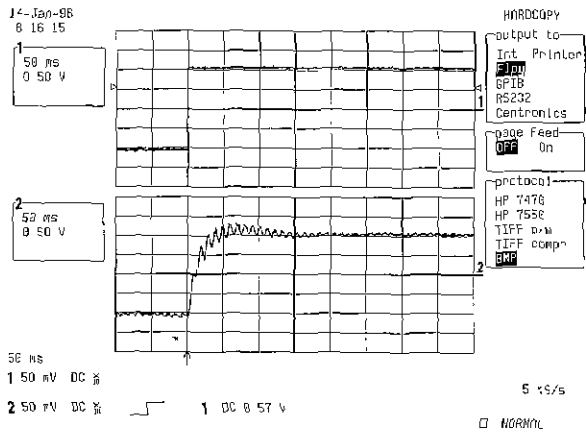
그림 12. 주파수 응답 특성. (a) 기존의 플랜트 특성, (b) 변환된 플랜트 특성.

Fig. 12 Frequency response. (a) Original plant characteristics. (b) Transformed plant characteristics.

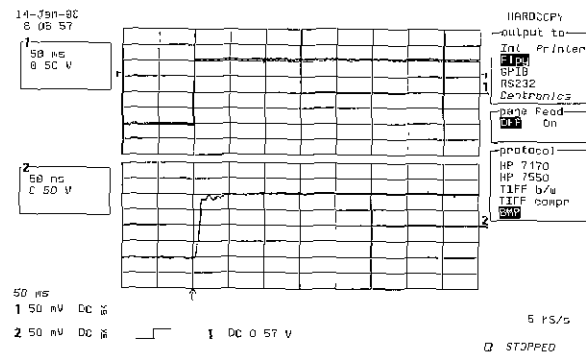
### V. 실험

주파수 영역 특성비교를 위하여 동적 신호 해석기 HP35670을 이용하여 플랜트의 개루프 주파수 응답 특성을 측정할 결과를 그림 11에 나타내었다. 그림 12(a)는 기존 플랜트의 주파수 특성이고, 그림 12(b)는 제안된 방법에 의해 변환된 플랜트의 주파수 특성이다. 그림 12(a)에서 저주파수 영역에 적분특성이 나타나지 않는 것은 시신 안정화 짐발의 모터축 총 관성과 부하축 총 관성이 가지는 비선형적인 마찰 특성으로 인하여 직류 이득이 감소하게 된 것으로 이를 개선하기 위하여 기존의 속도 제어기는 PID 제어기를 사용한다. 그림 12(b)에서는 제안된 방법으로 공진주파수를 고주파영역으로 이동시킴과 동시에 공진이득이 감소되어 플랜트의 전달특성이 변화된 것을 확인할 수 있다. 따라서 개루프 이득을 높일 수 있게 되어 대역폭을 증가시킬 수 있다. 한편 저주파수영역에서 시스템이 이상적인 적분특성을 가지게 되어 비선형성이 없어지고 모델의 특성을 나타냄을 알 수 있다. 시간 응답 특성의 실험 결과는 그림 13과 같다. 그림 13에서 상단의 채널 1은 속도명령을 채널 2는 속도 출력을





(a)



(b)

그림 13. 시간 응답 특성. (a) 기존의 방법(PID), (b) 제안된 방법.

Fig. 13. Time response. (a) The conventional control(PID), (b) The proposed control.

나타내었다. 시간 응답 특성은 모의 실험과 같이 페루프 시스템에 계단 입력을 인가하여 추종 성능을 비교하였다. 실험에서 속도 제어기의 계수는 모의 실험에서의 값을 사용하였다. 실험 결과로 얻어진 그림 13의 시간 응답 특성도 모의 실험에서 예측되었던 것과 같이 기존 PID 제어 방법을 사용하였을 경우 과도상태 및 정상상태 출력에 공진 특성이 나타나게 된다. 그러나 제안된 방법에서는 공진 특성 자체가 변하여 기존의 방법에서 나타나는 공진 현상을 감소시키므로써 비례 이득을 증가시켜도 공진 영향을 극도로 줄일 수 있으며 과도상태 및 정상상태에서 안정된 명령 추종 성능을 얻을 수 있었다.

VI. 결론

본 논문에서는 모델 참조 제어 방법에 의한 공진 제어 방법을 제안하였다. 이를 위해 2 질량계 시스템의 공진 모델로부터 일반적인 서보 시스템의 공진 특성을 알

아보고 제안된 시스템을 해석하였다. 제안된 방법에 의해 구성된 제어기는 기구물의 기계적인 상수에 의해 주어지는 공진주파수를 고주파 영역으로 이동시키고 감쇠 계수를 증가시켜 공진이득을 감소시키므로, 속도제어기에서 이득을 증가시킬 수 있다. 따라서 페루프 대역폭을 확장시켜 저주파수에서 기계적인 공진점을 갖는 플랜트라도 제어 성능이 매우 향상된다. 또한 변환된 플랜트는 기존의 플랜트보다 높은 개루프 이득과 넓은 대역폭을 가지고 입력된 외란을 음쇄환시켜 제어출력을 통하여 외란을 보상하게 되어 외란의 영향을 감소시킬 수 있다. 제안된 방법은 이론적 해석을 통해 그 성능을 정량적으로 증명하였으며, 그 실제적인 효용성을 확인하기 위해 시선 안정화 집발에 적용하여 모의실험과 실험을 실시하여 실제 서보 시스템에 대해서도 우수한 결과를 보임을 증명하였다.

참고문헌

- [1] M. Isogai, H. Funato and K. Kamiyama, "Vibration suppression control of two mass system with two-degrec-of freedom control using state feedback compensation," *JISC*, pp. 317-320, 1995.
- [2] M. Matsuoka, T. Murakami and K. Ohnishi. "Vibration suppression and disturbance rejection control of a flexible link arm." *IECON*, pp. 1260-1265, 1995.
- [3] S. Nomura, T. Murakami and K. Ohnishi. "Vibration control of multiple mass system by estimated reaction torque." *IECON*, pp. 1091-1095, 1995.
- [4] K. L. Tuer, M. F. Golnaraghi and D. Wang, "Towards a generalized regulation scheme for oscillatory systems via coupling effects," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 40, no. 3, pp. 522-530, 1995.
- [5] S. Kondo, K. Kaneko and K. Ohnishi. "Vibration control of flexible joint on link velocity estimation," *IECON*, pp. 449-454, 1991.
- [6] Kosi Sugiura, Yoichi. Hori, "Vibration suppression in 2- and 3-mass system based on the feedback of imperfect derivative of the estimated torsional torque," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, Feb., pp. 449-454, 1996.
- [7] 강명숙, 마진석, 권우현 "전달함수 변환에 의한 새로운 방법의 직류 대 직류 강압형 변환기 제어," 전기학회 하계학술대회, pp. 2050-2054, 1997.
- [8] 마진석, 이무영, 권우현, 변승환 "모델 참조 제어 방법에 의한 새로운 마찰 보상 방법," 제 12차 한국자동제어학술대회, pp. 492-495, 1997.



**마 진 석**

1995년 경북대 전자공학과 졸업. 동 대학원 석사(1997년), 1997년-현재 동대학원 박사과정. 관심분야는 시스템안정화시스템, 전력변환.



**강 명 숙**

1996년 경북대 전자공학과 졸업. 동 대학원 석사(1998년), 1998년-현재 한화정보통신연구원. 관심분야는 시스템 모델링 및 해석, 통신시스템 설계.



**권 우 현**

1977년 서강대 전자공학과 졸업. 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사(1979년), 동 대학원 박사(1993년). 1993년-현재 경북대학교 전자·전기공학부 교수. 관심분야는 시스템 모델링 및 해석, 전력변환, 전동기제어.

전동기제어.