

# 주파수 가중 $H_2$ 제어를 이용한 동조자이로스코프의 디지털 재평형루프 설계

論 文  
48A-9-11

## Digital Rebalance Loop Design for a Dynamically Tuned Gyroscope using Frequency Weighted $H_2$ Controller

宋辰祐\* · 李章揆\*\* · 康泰三\*\*\*  
(Jin Woo Song · Jang Gyu Lee · Taesam Kang)

**Abstract** - In this paper, we present a wide-bandwidth digital rebalance loop for a dynamically tuned gyroscope(DTG) based on  $H_2$  methodology. The operational principle and the importance of a rebalance loop are explained, first. The augmented plant model is constructed, which includes a gyroscope model and an integrator. An  $H_2$  based controller is designed for the augmented plant model. To verify the performance of the controller, a digital rebalance loop for a DTG is designed, fabricated and experimented. Through frequency response analyses and experiments using a real DTG, it is confirmed that the controller is more robustly stable and has a wider bandwidth compared with those of a conventional PID controller, contributing to the performance improvement of a DTG.

**Key Words** : DTG, digital rebalance loop,  $H_2$ , robustness, stability

### 1. 서 론

자이로스코프는 외부의 회전 각속도를 측정하는 관성항법 센서로 관성항법 시스템의 중요 부분 중 하나이다. 자이로스코프에는 기계식 자이로스코프, 광학식 자이로스코프 등이 있으며, 최근 MEMS(Micro-Electro-Mechanical System) 기술을 이용한 소형, 저가의 마이크로 자이로스코프에 대한 연구가 활발하게 진행되면서, 항법 시스템 뿐 아니라 일반 상용으로 수요가 늘어나고 있다. 동조자이로스코프(DTG : Dynamically Tuned Gyroscope)는 기계식 자이로스코프의 일종으로 두축의 각속도를 측정하는 2 자유도 (2 Degree Of Freedom) 자이로스코프이다.

기계식 자이로스코프나 마이크로 자이로스코프가 항체에 직접 부착되어 항체와 같이 움직이게 되는 스트랩다운 관성항법시스템(Strap-Down Inertial Navigation System : SDINS)에서 사용될 경우 항체의 회전 운동에 따라 자이로스코프의 질량체와 기준 좌표계 사이에 변위차가 생기게 된다. 이 때 생기는 변위차를 측정하면 외부 회전 각속도를 추정할 수 있다. 그러나 이 경우 변위차가 커지게 되면 자이로스코프의 비선형성이 커지게 되며, 여러 가지 동적 오차도 발생하게 된다. 그러므로 자이로스코프의 동적 오차 및 비선형 오차를 최소화 하고 넓은 동작범위를 갖는 자이로스코프를 구성하기 위해 변위차를 효과적으로 영으로 유지하

기 위한 제어가 필요하다. 즉 자이로스코프의 강성을 증가시키는 역할을 하는 제어가 필요하다. 이 때, 제어가 효과적으로 동작하여 변위차가 영으로 유지된다고 하면, 즉 재평형이 효과적으로 이루어진다면, 외부 각속도와 제어기의 출력 사이에 선형의 관계가 성립하게 되어, 제어출력을 측정하여 외부 각속도를 추정할 수 있다. 이러한 역할을 수행하는 제어를 포함한 모든 부분을 재평형루프라 한다. 즉 재평형루프는 자이로스코프의 질량체와 기준 좌표계 사이의 변위차를 영으로 유지하는 일종의 제어기이다. 일반적으로 항법 시스템에서 사용되는 센서는 정확하고 정밀한 출력을 나타내야 하며, 외란에 대해 강인한 성질을 가지고 빠른 반응 시간 및 항체의 빠른 기동에 대비한 넓은 동작범위를 가지고 있어야 한다. 그러므로 재평형루프는 외란에 대해 강인한 성질을 가져야 할 뿐 아니라, 잡음에 대해 민감하지 않아야 하며, 넓은 동작범위와 큰 대역폭을 가지도록 설계해야 한다. 또한 본 논문에서 다루는 동조자이로스코프의 경우 두 축의 상호작용으로 인한 뉴테이션이라는 공진 현상이 있다. 그러므로 재평형루프는 경사각을 영으로 유지하여 외부 각속도와 제어출력 사이의 선형성을 유지시키며, 뉴테이션 현상 및 외란과 잡음을 효과적으로 감쇄시키는 기능을 수행해야 하고, 큰 대역폭과 넓은 동작범위를 가져야 한다[1,2,3].

지금까지 동조자이로스코프의 재평형루프를 설계하기 위해 공진점의 극점을 상쇄시키는 역할을 하는 뉴테이션 댄핑 회로를 동조자이로스코프에 추가하여 단일 입출력 시스템으로 구성한 후, 제어를 설계하는 방법이 주로 사용되었다. 그러나 이러한 방법은 다변수 시스템을 단일 입출력 시스템화하여 제어를 구성하는 방법이므로, 시스템의 특성을 정확하게 알아야 하며, 교차항이 완전하게 상쇄되지 않을 경우 뉴테이션에 의해 큰 오차를 유발하게 된다는 단점이 있다. 또 다른 방법으로는 입력 각속도를 외란으로 간주하여 외란

\* 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 碩士課程 修了  
\*\* 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 教授 · 工博  
\*\*\* 正 會 員 : 湖西大 制御計測工學科 助教授 · 工博  
接受日字 : 1999年 5月 14日  
最終完了 : 1999年 8月 4日

보상기를 이용하거나[4] LQG 제어기법을 이용하여 다변수 시스템에 대한 제어기를 구성하는 방법이 있다. 이러한 방법은 제어기를 체계적으로 구성할 수 있고 다변수 시스템에 대한 해석이 가능하다는 이점이 있으나 외란 및 플랜트의 불확실성에 대한 강인성이 보장되지 않는다는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 설계 단계에서부터 성능과 강인성을 보장할 수 있는 LQG/LTR기법을 이용한 연구가 시작되었다[5].

한편 재평형루프는 토크에 전류를 가하는 방식에 따라 아날로그 토크 방식을 이용하는 아날로그 재평형루프와 디지털 토크 방식을 이용하는 디지털 재평형루프로 구분된다. 디지털 재평형루프는 PWM(Pulse Width Modulation) 방식을 이용하여 힘을 가하는 것으로, 아날로그 재평형루프에 비해 구성이 복잡한 반면, 열적으로 보다 안정하고 입력 각속도 측정을 위한 정밀한 A/F(Analog/Frequency) 변환기가 필요하지 않으므로 A/F에 의한 측정 오차를 크게 줄일 수 있다는 장점이 있다[6]. 그리하여 정밀한 동조자이로에서는 대부분 디지털 재평형루프를 채택하고 있다. 그러나 이제까지 발표된 결과들은 주로 아날로그 토크를 이용한 것들이다[3, 4, 5]. 외국에서는 디지털 토크에 대한 연구도 있지만 방위 산업에 이용되는 특성상 매우 기초적인 것만이 발표되고 있다[6]. 본 연구에서는 디지털 토크를 이용하면서도 안정도가 강인하고 통과대역이 80Hz 이상되어 각종 방위 시스템에 활용될 수 있는 제어기를 설계하는데 주안점을 두었다. 먼저 기존의 PID 제어에 기초한 제어기를 이용하여 대역폭을 넓히려고 시도하였다. 그러나 고전적인 PID 제어기로는 디지털 토크시 통과 대역을 40Hz 이상으로 하기가 어려웠다. 이를 극복하기 위하여 본 연구에서는 체계적인 다변수 제어 이론인  $H_2$  제어 기법을 이용하여 성능 및 안정도 강인성을 유지하고 대역폭을 넓히고자 하였으며, 주파수 응답 해석, 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해  $H_2$  제어기가 안정도 여유 및 성능이 유지되면서도 80Hz 이상의 대역폭을 가짐을 확인하였다.

본 논문에서 먼저 동조자이로스코프의 모델을 소개하고 모델에 대한  $H_2$  제어기를 구성하는 방법을 설명하였다. 다음으로 제어기 구성시 고려하는 가중 함수에 대해 설명하였고 제어기를 설계하였다. 또한 시뮬레이션을 통해 설계된 제어기의 성능 및 특성을 분석하였으며, 끝으로 실제 자이로를 이용한 실험을 통하여 구현된 디지털 재평형루프와 제어기의 성능을 검증하였다.

## 2. 동조자이로스코프 모델

### 2.1 동조자이로스코프의 동작 원리

동조자이로스코프는 코리올리 힘의 원리를 이용하는 2자유도 관성센서로서 간단한 동작 원리는 그림 1과 같다. 큰 관성을 가지고 고속 회전하는 회전자는 케이스에 고정되어 있는 회전축과 스프링에 의해 결합되어 있다. 이 때, 회전자의 회전 주파수가 특정한 동조 주파수가 되면 회전에 의해 발생하는 음의 스프링 효과에 의해 회전자는 회전축과 분리되는 효과를 나타내게 된다. 즉 동조 주파수에서 회전자가

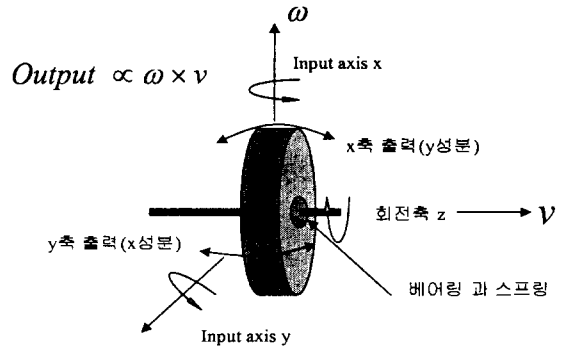


그림 1 동조자이로스코프의 동작 원리

Fig. 1 Operating principles of the DTG

x, y 축 방향의 운동에 대하여 회전축에서 분리되어 떠있는 것과 같은 효과가 발생하게 된다. 이러한 조건하에서 회전 각속도가 x, y 축으로 인가될 경우 코리올리 힘에 의해 회전자와 기준 좌표계 사이에 변위차, 즉 경사각이 생기게 된다.

회전자의 재평형이 효과적으로 이루어진다고 가정하면 경사각이 영(zero) 상태를 유지하게 되고, 이때 경사각이 영인 점을 기준으로 시스템을 선형화 할 수 있다. 오차항을 포함한 시스템의 선형화 모델을 라플라스 변환 형태로 나타내면 다음의 식(1)과 같이 된다[7,8].

$$\begin{aligned} M_x &= I_x s(\omega_x + s\theta_x) + H(\omega_y + s\theta_y) + D_r s\theta_x + M_{ex} \\ M_y &= I_x s(\omega_y + s\theta_y) - H(\omega_x + s\theta_x) + D_r s\theta_y + M_{ey} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $M_x$ ,  $M_y$ 는 토크에 의해 자이로스코프에 가해지는 토크이고  $\theta_x$ ,  $\theta_y$ 는 기준좌표계와 회전체 간의 경사각,  $\omega_x$ ,  $\omega_y$ 는 각 축에 대한 외부 입력 각속도,  $I_x$ 는 회전자의 x축 관성 모멘트,  $H$ 는 회전자의 z축 각운동량,  $D_r$ 은 회전자와 케이스 사이의 댐핑계수로서 아주 작은 값이며,  $M_{ex}$ ,  $M_{ey}$ 는 오차항으로 항법시에는 보상해 주어야 하지만 보통 제어기를 설계할 때는 무시하고 설계한다. 식(1)에서 오차항을 무시하고 입력항을 영으로 놓은 후  $\theta_x$ ,  $\theta_y$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \theta_x \\ \theta_y \end{bmatrix} = \frac{1}{s(I_x^2 s^2 + 2I_x D_r s + H^2)} \begin{bmatrix} I_x s + D_r & -H \\ H & I_x s + D_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x(s) \\ M_y(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

### 2.2 동조자이로스코프 모델

위의 다변수 시스템에 대해  $H_2$  제어기를 구성하기 위해서 식(2)를 그림 2와 같은 구조를 가지는 상태 변수 공간 방정식으로 구성한다. 이 때, 플랜트의 전달함수행렬을  $G_p$ 라고 하면 시스템의 전달함수는 식(3)의 형태를 갖는 상태 방정식으로 실현된다. 이 때,  $x$ 는 시스템의 상태변수이고,

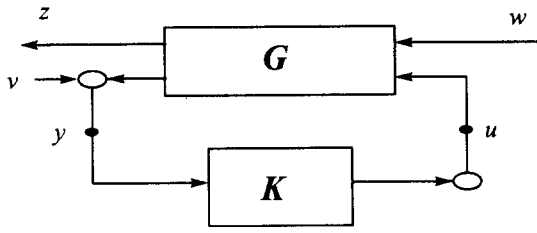


그림 2 시스템의 블록 선도  
Fig. 2 Block diagram of the system

y는 측정값, 즉 동조자이로스코프의 경사각신호이며, u는 제어 명령, w는 외부 입력 외란, 즉 외부 입력 각속도와 측정 잡음을 나타내고, z는 제어해야 할 신호를 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_p x + B_{p1} w + B_{p2} u \\ z &= C_{p1} x + D_{p11} w + D_{p12} u \\ y &= C_{p2} x + D_{p21} w + D_{p22} u \end{aligned} \quad (3)$$

$$G_p = \begin{bmatrix} A_p & B_{p1} & B_{p2} \\ C_{p1} & D_{p11} & D_{p12} \\ C_{p2} & D_{p21} & D_{p22} \end{bmatrix}$$

시스템의 입력 각속도를 1차의 마코프 프로세스(Markov process)라고 가정하고 페루프 시스템의 정상 상태 오차를 줄이기 위해 자유적분요소를 시스템 상태방정식에 추가하면 [9,10], 플랜트의 상태 방정식은 식(4)와 같이 표시할 수 있으며, 이 때 상태 변수는 식(5)와 같이 된다. 본 논문에서 z는 식(5)에서와 같이 가정하여 외란에 대하여 경사각과 제어 명령을 작게 유지하고, 외부 각속도 입력과 제어 명령의 차이를 적게 유지하도록 하는 제어기의 구성을 목표로 하였다. 식(5)에서  $u_{xs}, u_{ys}$ 는 적분된 제어 출력을 나타내며,  $u_x, u_y$ 는 각 축의 토크 제어 전압,  $K_T, K_V, P_g, T$ 는 각각 토크의 이득(단위:  $N \cdot m/A$ ), 동조자이로스코프의 토크 상수(단위:  $A/V$ ), 피오프 이득(단위:  $V/rad$ ), 마코프 상수를 나타낸다. 또한  $K_s$ 는 회전자와 케이스간의 스프링 상수로, 동조 주파수로 회전자가 회전할 경우 아주 작은 값이며, a와 n은 상태 변수와 잡음에 해당하는 가중치이다.

$$A_p = \frac{1}{I_x} \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_x & 0 & -I_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_x & 0 & -I_x & 0 & 0 \\ -K_s & 0 & -D_r & -H & D_r & 0 & K_v K_T & 0 \\ 0 & -K_s & H & -D_r & 0 & D_r & 0 & K_v K_T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -I_x/T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I_x/T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_{p1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad B_{p2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$C_{p1} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{p11} \\ C_{p12} \end{bmatrix}, \quad C_{p2} = P_g \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_{p11} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 4 \\ \dots & \dots & 4 \\ 0 & \dots & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{p111} \\ D_{p112} \end{bmatrix}, \quad D_{p12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} = [D_{p121} \quad D_{p122}]^T$$

$$D_{p21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & n \end{bmatrix}, \quad D_{p22} = 0_{2 \times 2}$$

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6 \quad x_7 \quad x_8]^T$$

$$= [\theta_x \quad \theta_y \quad \omega_x + \dot{\theta}_x \quad \omega_y + \dot{\theta}_y \quad \omega_x \quad \omega_y \quad u_{xs} \quad u_{ys}]^T$$

$$y = [y_1 \quad y_2]^T = P_g [\theta_x \quad \theta_y]^T \quad (5)$$

$$u = [u_1 \quad u_2]^T = [u_x \quad u_y]^T$$

$$w = [\omega_x \quad \omega_y \quad v_1 \quad v_2]^T$$

$$z = [a\theta_x \quad a\theta_y \quad u_x \quad u_y]^T = [z_1^T \quad z_2^T]^T$$

### 3. 디지털 재평형루프의 구성

일반적으로 동조자이로스코프의 재평형루프는 토크 방식에 따라 아날로그 토크 방식을 이용하는 아날로그 재평형루프와 디지털 토크 방식을 이용하는 디지털 재평형루프로 나눌 수 있다. 아날로그 재평형루프는 외부 입력 각속도에 비례하는 전류를 동조자이로스코프의 토크에 인가하여 재평형을 수행하는 것으로, 구성이 간단한 반면 전류의 정밀한 측정을 위해 A/F 변환기가 필요하게 되는데, A/F의 오차에 의해 자이로스코프 환산계수 오차가 발생하게 된다. 또한 제어 명령에 따라 토크에 흐르는 전류의 양이 변화하게 되므로 자이로스코프가 열적으로 불안정하게 된다.

디지털 재평형루프는 PWM 방식을 이용하여 토크에 일정한 양의 전류를 공급하면서 외부 각속도에 따라 토크에 흐르는 전류의 방향을 바꾸어 주며 재평형을 수행하는 것으로 구성이 복잡한 반면, 일정한 전류가 흐르므로 자이로스코프가 열적으로 안정하며, A/F가 필요 없으므로 상대적으로 자이로스코프의 측정 오차가 적다. 또한 디지털 컴퓨터를 이용하여 제어기를 구성할 경우 정밀한 분해능을 갖는 PWM 발생기 및 제어기를 쉽게 구성할 수 있고, 별도의 A/D 변화기가 필요하지 않다는 장점이 있다. 동조자이로스코프를 위한 디지털 재평형루프의 구성을 간략하게 설명하면 다음과 같다. 우선 각검출기 여기 신호를 이용하여 각검출기를 구동하여 경사각 신호를 얻게 된다. 제어를 수행하기 위하여 증폭기와 복조기, 저역통과필터 등을 이용하여 경사각 신호를 각검출기 여기 신호로부터 분리해 낸다. 이 신호를 삼각파와 비교하여 PWM 신호를 만들고 이 신호를 이용하여 H-스위치를 구동하여 정전류원으로부터 나오는 전류를 동조자이로스코프의 토크에 공급하게 된다. 이 때 주의해야 할 것은 토크에 흐르는 전류의 방향이 2KHz 정도로

아주 빠르게 변화하므로 토크의 인덕턴스에 의해 역기전력이 발생하게 되어, 이것이 경사각신호에 유기 되는 것이다. 이러한 영향을 줄이기 위해 보상 회로를 추가해야 한다.

#### 4. 주파수 가중 \$H\_2\$ 제어기의 설계

##### 4.1 동조자이로스코프를 위한 주파수 가중 \$H\_2\$ 제어기

본 논문에서는 다변수 시스템에도 적용될 수 있는 현대 제어 이론인 \$H\_2\$ 제어 기법을 이용하여 각검출기 신호에 따라 토크 명령을 만드는 역할을 수행하는 동조자이로스코프의 디지털 재평형루프 제어기를 구성하였다. 제어기의 구성을 위해 동조자이로스코프 시스템의 블록 선도를 그림 3과 같이 나타낸다. 이 때, \$H\_2\$-노름 \$\|\cdot\|\_2\$ 을 식(6)과 같이 정의하면, \$H\_2\$ 제어 문제를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\|G\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{trace}\{G^*(j\omega)G(j\omega)\}d\omega} \quad (6)$$

정의 : \$H\_2\$ 제어 문제는 플랜트를 \$G\$, 제어기를 \$K\$라고 할 때, \$H\_2\$ 제어 문제는 외부 입력 \$w\$에서 제어된 출력 \$z\$로의 전달함수 \$T\_{zw}\$의 \$H\_2\$-노름을 최소화하며, 시스템을 안정하게 하는 실계수 진분수함수(proper, real rational) 제어기를 구성하는 것이다.

본 논문에서 \$z = [a\theta\_x \ a\theta\_y \ M\_x \ M\_y]^T = [ay^T \ u^T]^T\$로 정의하였으므로, 이 경우 가격함수는 다음 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$J_{H_2} = \|T_{zw}\|_2^2 = \left\| \begin{bmatrix} T_{z_1w} \\ T_{z_2w} \end{bmatrix} \right\|_2^2 \quad (7)$$

그림 3과 같은 시스템에 대해 외부입력 \$r\$, \$\omega\$, \$n\$로부터 출력 \$y\$, \$u\$ 즉 \$z = [z\_1^T \ z\_2^T]^T\$로의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y &= GK(I+GK)^{-1}r - GK(I+GK)^{-1}n + (I+GK)^{-1}GW_\omega\omega \\ u &= K(I+GK)^{-1}r - K(I+GK)^{-1}n - GK(I+GK)^{-1}W_\omega\omega \end{aligned} \quad (8)$$

동조자이로스코프의 경우 \$r=0\$일 때, 외부의 입력 \$\omega\$와 잡음 \$n\$에 대해 \$y\$를 영으로 유지하며, 제어명령 \$u\$가 외부 입력 각속도 \$\omega\$를 빠르게 추종하도록 하는 제어기를 구성하는 것이 목적이 된다. 즉 \$W\_\omega=1/T\_g\$라고 할 경우, 넓은 대역폭에서 \$\omega\$로부터 \$T\_g u\$ (\$T\_g\$는 토크이득으로 전압을 각속도로 바꾸어 주는 환산계수, 단위: \$[rad/sec/V]\$)로의 전달함수의 이득이 1이 되도록 제어기를 설계해야 한다. 그러므로 명령의 추종성능을 향상시키기 위해 \$GK\$의 특이값

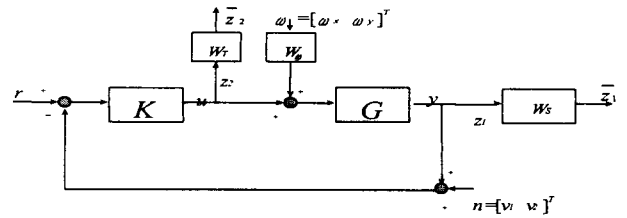


그림 3 동조자이로스코프 시스템의 블록 선도

Fig. 3 block diagram of the DTG system

을 크게 해야 하고, 잡음과 외란의 영향을 줄이기 위해 \$GK\$의 특이값을 작게 해야 한다. 그러나 모든 주파수 대역에서 이러한 목적을 동시에 만족시키는 제어기를 구성하는 것은 불가능하므로, 본 논문에서는 주파수에 따른 가중함수를 적용하여, 특정 주파수 영역에서 명령추종과 외란억제 성능을 만족시키며, 다른 주파수 영역에서 잡음억제 조건을 만족하고, 제어 명령의 포화를 막을 수 있는 제어기를 구성하였다. 일반적으로 외부 입력 각속도는 저주파 성분을 가지고 있으며, 잡음은 고주파 성분을 가지고 있으므로, 가중함수 \$W\_T\$와 \$W\_S\$를 그림 3과 같이 놓을 경우 \$W\_T\$는 고주파 영역에서 큰 특이값을 가져야 하며, \$W\_S\$는 저주파 영역에서 큰 특이값을 가져야 한다. 가중함수를 적용한 경우 가격함수를 식(9)와 같이 구성할 수 있고 \$W\_T\$와 \$W\_S\$는 식(10)과 같이 놓을 수 있다. 또한 그림 3의 확장 시스템의 \$w\$로부터 \$\bar{z} = [z\_1^T \ z\_2^T]^T\$로의 전달함수행렬 \$G(s)\$는 식 (11)과 같이 실현될 수 있다[11,12,13].

$$\begin{aligned} J_{H_2} &= \left\| \begin{bmatrix} W_S T_{z_1w} \\ W_T T_{z_2w} \end{bmatrix} \right\|_2^2 \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{trace}\{T_{z_1w}^* W_S^* W_S T_{z_1w} + T_{z_2w}^* W_T^* W_T T_{z_2w}\}d\omega \end{aligned} \quad (9)$$

$$W_T = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}, \quad W_S = \begin{bmatrix} A_S & B_S \\ C_S & D_S \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 & B_{p1} & B_{p2} \\ B_S C_{p11} & A_S & 0 & B_S D_{p11} & B_S D_{p12} \\ B_T C_{p12} & 0 & A_T & B_T D_{p11} & B_T D_{p12} \\ D_S C_{p11} & C_S & 0 & D_S D_{p11} & D_S D_{p12} \\ D_T C_{p12} & 0 & C_T & D_T D_{p11} & D_T D_{p12} \\ C_{p2} & 0 & 0 & D_{p21} & D_{p22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식(11)에서 \$D\_{11}=0\$, \$D\_{22}=0\$이므로 다음의 정리를 이용하여 \$H\_2\$ 제어 문제를 풀 수 있다.

**[정리][12]** 식(11)과 같이 정의된 시스템 \$G(s)\$에 대해 \$D\_{11}=0\$, \$D\_{22}=0\$이라고 할 때, \$G(s)\$가 다음의 네가지 조건을 만족시킨다고 하자.

(i) \$(A, B\_2)\$는 안정화가가능(stabilizable) 하고, \$(C\_2, A)\$는 검출가능(detactable) 하다.

(ii)  $R_1 = D_{12}^* D_{12} > 0$  이고  $R_2 = D_{21}^* D_{21} > 0$ .

(iii)  $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$  가 모든  $\omega$  에 대해 전열계수(full column rank)를 갖는다.

(iv)  $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$  가 모든  $\omega$  에 대해 전행계수(full row rank)를 갖는다.

이 경우,  $H_2$  문제의 해가 존재하며, 그 제어기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K_{opt}(s) = \begin{bmatrix} \widehat{A}_2 & -L_2 \\ F_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

이 때,

$$F_2 = -R_1^{-1} (B_2^* X_2 + D_{12}^* C_1), L_2 = -(Y_2 C_2^* + B_1 D_{21}^*) R_2^{-1}$$

$$\widehat{A}_2 = A + B_2 F_2 + L_2 C_2$$

이고,  $X_2, Y_2$ 는 다음의 대수 리카티 방정식(Riccati equation)의 해이다.

$$\begin{aligned} (A - B_2 R_1^{-1} D_{12}^* C_1)^* X_2 + X_2 (A - B_2 R_1^{-1} D_{12}^* C_1) \\ - X_2 B_2 R_1^{-1} B_2^* X_2 + C_1^* (I - D_{12} R_1^{-1} D_{12}^*) C_1 = 0 \\ (A - B_1 D_{21}^* R_2^{-1} C_2) Y_2 + Y_2 (A - B_1 D_{21}^* R_2^{-1} C_2)^* \\ - Y_2 C_2^* R_2^{-1} C_2 Y_2 + B_1 (I - D_{21}^* R_2^{-1} D_{21}) B_1^* = 0 \end{aligned}$$



위의 정리에 의해 시스템이 네가지 조건을 만족시킬 경우  $H_2$  제어 문제의 해를 구할 수 있다.

본 논문에서 이용한 동조자이로스코프 모델의 각 계수는 표 1과 같다. 출력의 가중치는  $a = P_g \times 500$ 으로 하였으며, 잡음에 대한 가중치는  $n = 100$ 으로 하였다. 이 경우 자유적 분요소가 포함된 동조자이로스코프 시스템의 특이값 곡선은 다음 그림 4와 같으며, 시스템의 고유값은 표 2와 같다. 제어기를 구성하기 위해 가중함수를 식(13)과 같이 놓을 수 있다. 가중함수는 목표 대역폭을 고려하여 800rad/sec(약127 Hz)의 대역폭을 갖도록 설계하였으며, 가중함수의 특이값 곡선은 그림 5와 같다. 식(13)의 가중함수는 안정하며 제어 가능하고 검출가능하다. 이러한 가중함수에 의해 확장된 시스템은 정리의 네가지 조건을 만족시킨다. 이때 정리에 의해 식(9)의 가격함수를 최소화하는 최적 제어기가 존재하며, 그 제어기는 식(14)와 같이 주어진다.

표 1 동조자이로스코프 모델 계수

Table 1 Model parameters of the DTG

계수	값	계수	값
$I_x$	$19.5e^{-7} [KgM^2]$	$D_r$	$1.5e^{-5} [NM/rad/sec]$
$H$	0.0033	T	1000[sec]
$K_T$	$0.0202 [NM/A]$	$K_s$	$1.0e^{-5} [NM/rad]$
$K_V$	$0.0577 [A/V]$	$P_g$	900 [V/rad]

표 2 플랜트와 제어기의 고유값

Table 2 The eigenvalues of the plant and the controller

	플랜트	제어기
고유값		$-2.3444e+000 + 1.7002e+003i$
		$-2.3444e+000 - 1.7002e+003i$
		$-8.1974e+002 + 9.2432e+001i$
		$-8.1974e+002 - 9.2432e+001i$
		$-4.2542e+002 + 7.3431e+002i$
		$-4.2542e+002 - 7.3431e+002i$
		$-2.6840e+002 + 6.3444e+002i$
		$-2.6840e+002 - 6.3444e+002i$
		$-1.2145e-002$
		$-1.1689e-002$
	$-1.0000e-003$	
	$-1.0000e-003$	
	0	
	0	

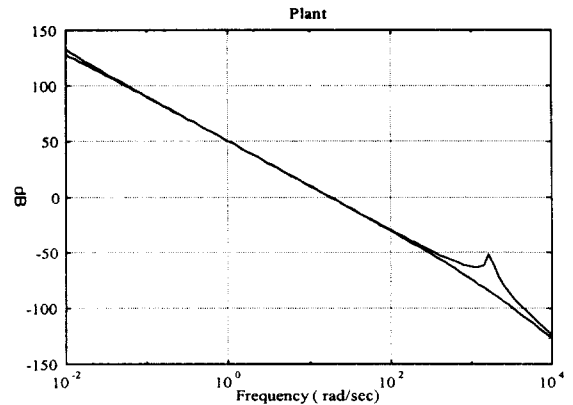


그림 4 플랜트의 특이값 곡선

Fig. 4 Singular value plot of the plant

$$W_r = \begin{bmatrix} \frac{s+0.01}{0.01s+800} & 0 \\ 0 & \frac{s+0.01}{0.01s+800} \end{bmatrix}, W_s = \begin{bmatrix} \frac{800}{s+0.01} & 0 \\ 0 & \frac{800}{s+0.01} \end{bmatrix} \quad (13)$$

이 식(14)의 제어기의 고유값은 표 2에서와 같으며, 설계된 제어기의 한쪽 축에 대한 보드 선도는 그림 6과 같다.

그림 7은 한쪽 축에 대한 개루프 시스템의 보드 선도를 나타낸 것으로 굵은 실선은  $H_2$  제어기의 경우를, 얇은 실선은 PID 제어기의 경우를 나타낸다. PID 제어기는 두 축간의 간섭 현상인 뉴테이션 현상이 나타나는 주파수 영역의 잡음을  $H_2$  제어기와 비슷한 정도로 감쇄시키도록 뉴테이션 보상 회로를 회로적으로 구현한다고 가정하여 구성하였다.

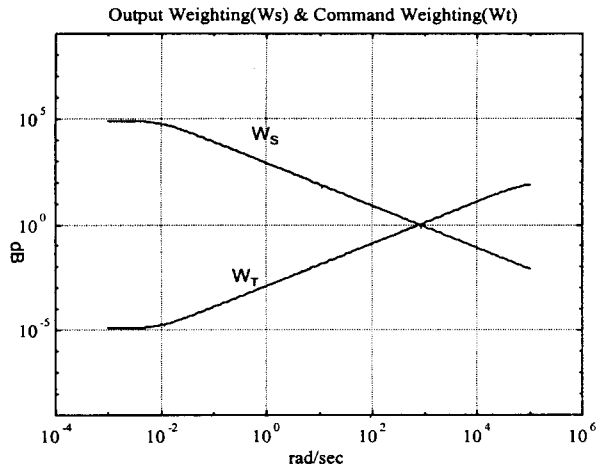


그림 5 가중함수의 특이값 곡선  
Fig. 5 Singular value plot of the weighting functions

그림으로부터 PID 제어기에 비해  $H_2$  제어기가 대역폭이 넓으며, 한쪽의 출력에 대해 이득여유가 7.6dB, 위상여유가 약 58deg 이상으로 PID 제어기(각각 3.5dB, 40deg)에 비해 강인한 것을 알 수 있다. 또한 256Hz 정도의 모터 회전 주파수 성분에 의한 잡음을 제거하기 위한 노치 필터를 회로적으로 추가할 경우 고주파 잡음을 효과적으로 상쇄할 수 있음을 알 수 있다. 그림 8과 그림 9는 각각 전달함수행렬 (transfer function matrix)과 감도함수행렬(sensitivity function matrix)의 특이값 곡선을 나타내며, 그림 8로부터 곱셈 불확실성(multiplicative uncertainty)이 시스템에 부가

되었을 경우 불확실성의  $H_\infty$ -노음이 1보다 작을 경우 시스템이 안정하게 됨을 알 수 있다. 특히 고주파 부분의 경우, 200Hz 이상의 고주파 성분 잡음에 대한 강인도는 10dB 이상인 것을 알 수 있다. 또한 그림 9로부터 제어기가 저주파의 외란을 효과적으로 감쇄시키는 것을 알 수 있으며, 특히 뉴테이션 현상에 의한 잡음(250Hz 부분)을 효과적으로 감쇄시키는 것을 알 수 있다. 그림 10은 외부 입력  $\omega$ 로부터 제어 출력  $u$ 로의 전달함수에  $\omega$ 에서  $u$ 로의 비례상수  $T_s$ 를 곱한 것의 특이값 곡선을 나타낸 것으로, 굵은 실선은  $H_2$  제어기를, 얇은 실선은 PID 제어기를 나타낸다. 그림으로부터 제어기의 목적에 부합되게 넓은 주파수 범위에서 특이값이 1을 유지하는 것을 알 수 있으며, PID 제어기에 비해 대역폭이 넓고 뉴테이션 잡음을 더욱 감쇄시키는 것을 알 수 있다. 동조자이로스코프의 경우 항법용으로 이용되기 때문에 60 - 80 Hz 이상의 대역폭이 요구되는 경우가 많이 있다. 그림 10으로부터 전체 시스템의 대역폭은 80Hz 이상임을 알 수 있으며, 항법 장치에 사용 될 수 있는 사양을 만족시키는 것을 알 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

가중  $H_2$  제어 기법을 이용하여 설계한 제어기와 디지털 재평형루프에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 11은 시뮬레이션 블록 도를 나타낸다. 그림 11에서와 같이 시뮬레이션에 잡음원과 자이로스코프 오차원 등을 포함시켰다. 노치 필터는 자이로스코프의 모터 회전 주파수 성분의 잡음을

$$\hat{A}_2 = \begin{bmatrix}
 -4.24 & 7.46 \times 10^{-5} & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 7.46 \times 10^{-5} & -4.24 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -5.13 & -5.33 \times 10^{-2} & -7.69 & -1.71 \times 10^3 & -7.69 & 0 & 5.97 \times 10^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 5.33 \times 10^{-2} & -5.13 & 1.71 \times 10^3 & -7.69 & 0 & 7.69 & 0 & 5.97 \times 10^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 9.00 & -4.69 \times 10^{-2} & 0 & 0 & -1 \times 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 4.66 \times 10^{-2} & 9.00 & 0 & 0 & 0 & -1 \times 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -4.00 \times 10^3 & -1.65 \times 10^4 & -9.49 & 1.80 & 1.15 \times 10 & 3.84 \times 10 & -1.41 \times 10 & 7.02 \times 10^{-1} & -1.89 & -7.77 & 7.85 \times 10^4 & -6.85 \times 10^{-1} & 1.65 \times 10^4 \\
 1.65 \times 10^4 & -4.00 \times 10^3 & -1.80 & -9.49 & -3.84 \times 10 & 1.15 \times 10 & -7.01 \times 10^{-1} & -1.41 \times 10 & 7.78 & -1.89 & 7.17 \times 10^{-1} & 7.85 \times 10^4 & -4.00 \times 10^3 \\
 2.64 & 1.29 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -1.48 & 5.58 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.01 & 0 & 0 & 0 \\
 -4.00 \times 10^3 & -1.65 \times 10^4 & -9.49 & 1.80 & 1.15 \times 10 & -3.84 \times 10 & -1.41 \times 10 & 7.02 \times 10^{-1} & -1.89 & -7.77 & -1.49 \times 10^3 & -6.85 \times 10^{-1} & 1.65 \times 10^4 \\
 1.65 \times 10^4 & -4.00 \times 10^3 & -1.80 & -9.49 & -3.84 \times 10 & 1.15 \times 10 & -7.01 \times 10^{-1} & -1.41 \times 10 & 7.78 & -1.89 & 7.17 \times 10^{-1} & -1.49 \times 10^3 & -4.00 \times 10^3
 \end{bmatrix}$$

$$-L_2 = \begin{bmatrix}
 4.71 \times 10^{-3} & -8.29 \times 10^{-8} \\
 8.29 \times 10^{-8} & 4.71 \times 10^{-3} \\
 -4.80 \times 10^{-8} & 5.92 \times 10^{-5} \\
 -5.92 \times 10^{-5} & -4.94 \times 10^{-8} \\
 -9.99 \times 10^{-3} & 5.21 \times 10^{-5} \\
 -5.18 \times 10^{-5} & -9.99 \times 10^{-3} \\
 -4.95 \times 10^{-10} & 1.01 \times 10^{-10} \\
 -8.36 \times 10^{-9} & 1.50 \times 10^{-9} \\
 500 & -1.43 \times 10^{-3} \\
 1.65 \times 10^{-3} & 499.99 \\
 0 & 0 \\
 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

$$F_2^r = \begin{bmatrix}
 -4.00 \times 10^3 & 1.65 \times 10^4 \\
 -1.65 \times 10^4 & -4.00 \times 10^3 \\
 -9.49 & -1.80 \\
 1.80 & -9.49 \\
 1.15 \times 10 & -3.84 \times 10 \\
 3.84 \times 10 & 1.15 \times 10 \\
 -1.41 \times 10 & -7.01 \times 10^{-1} \\
 7.01 \times 10^{-1} & -1.41 \times 10 \\
 -1.89 & 7.78 \\
 -7.77 & -1.89 \\
 7.85 \times 10^4 & 7.17 \times 10^{-1} \\
 -6.85 \times 10^{-1} & 7.85 \times 10^4
 \end{bmatrix}$$

(14)

제거하기 위한 것이다. 그림 12와 그림 13은 시뮬레이션 결과를 나타낸 것으로 20deg/sec의 계단 입력 각속도에 대해서 그림 12는 경사각 신호의 변화를, 그림 13은 토크 명령, 즉 제어출력의 변화를 나타낸다. 그림에서 굵은 실선은  $H_2$  제어기, 얇은 실선은 PID 제어기의 경우이다. 재평형루프의 목적은 경사각을 아주 작게 유지하여 동조자이로스코프가 선형적인 동작을 하도록 하며, 제어출력이 빠르게 외부 각속도 입력을 추종하도록 하여 외부 각속도를 빠른 시간 내에 측정할 수 있도록 하는 것이다. 그림 12의 시뮬레이션 결과 피오프는 빠르게 영으로 수렴하지는 않지만 빠른 시간 내에 동조자이로스코프가 선형적으로 동작할 수 있는 아주 작은 값으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 또한 그림 13으로부터 제어기의 가장 중요한 목적인 제어출력의 외부 입력 각속도에 대한 추종도 빠르게 이루어지는 것을 알 수 있다. 또한 설계된 제어기가 PID 제어기에 비해 우수한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 두 가지 결과로부터 설계된 제어기는 자이로스코프 강성을 증가시킴으로서 동조자이로스코프의 성능을 향상시키는 것을 알 수 있다.

시뮬레이션 결과를 검증하기 위해 실제 동조자이로스코프를 이용한 실험을 수행하였다. 실제 라이트 테이블의 한계로 인하여 각속도 입력을 정확한 계단 입력으로 가하는 것은 불가능하다. 그러므로 이러한 방법을 이용할 경우 제어출력의 상승시간을 정확하게 측정할 수 없고, 시뮬레이션 결과를 검증할 수 없게 된다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 전기적으로 관성 질량체에 토크를 가하여 실제 각속도가 인가된 것과 같은 효과를 나타내도록 하여 실험을 수행하였다. 라이트 테이블을 진폭을 맞추어 지구 자전 각속도에 의한 영향 및 가속도에 의한 영향이 일정하게 나타나도록 하였다. 제어기는 고속 A/D 변환기와 컴퓨터를 이용하여 구현하였으며, PWM 주파수는 2KHz의 고주파로 하였다. 이는 제어기의 대역폭보다 매우 크기 때문에 잡음의 영향을 무시할 수 있고, 자이로스코프 동작 범위를 100deg/sec로 설정하여 20deg/sec의 입력에 대해 PWM 출력이 충분히 불포화 되도록 하였으므로 PWM의 영향을 무시할 수 있다. 실험 결과는 그림 14와 15에 나타났다. 그림 14는 20deg/sec의 계단 입력 각속도에 대한 경사각의 변화를, 그림 15는 제어출력의 변화를 나타낸 것으로 경사각이 빠르게 작은 값으로 수렴하며, 제어출력의 상승 시간도 0.01초 내외가 되는 것을 알 수 있다. 실험 결과  $H_2$  제어기가 시뮬레이션 결과와 같이 목표 성능을 만족시키는 것을 알 수 있다.

6. 결론

본 논문에서는 동조자이로스코프를 위한 재평형루프를 설계하고 구성하였으며 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 동조자이로스코프의 운동 방정식으로부터 제어기 구성을 위한 상태 방정식을 유도하고 기존의 아날로그 재평형루프 방식과는 다른 디지털 재평형루프 방식을 채택하여 열적으로 안정하고 측정 오차가 적은 재평형루프를 구성하고 실험하였다. 재평형루프 제어기를 설계함에 있어서 기존의 PID나 LQG방법보다 더욱 체계적이고 안정도-강인성 및 성능 지수

를 설계 단계에서 고려할 수 있는  $H_2$  기법을 이용하였으며, 제어기 성능 향상을 위해 가중함수를 적용하였다.

제어기를 설계하기에 앞서 우선 동조자이로스코프 모델에 자유적분요소를 포함하여 정상 상태 오차를 적게 유지할 수 있도록 하였고, 이 모델을 이용하여 전체 시스템의 안정도와 강인성을 보장하는 제어기를 구성하기 위해  $H_2$  제어 기법을 이용하였다. 성능과 안정도를 만족시키기 위해 성능지수와 안정도지수에 대한 가중함수를 구성하여 이 가중함수에 대한 시스템의 전달함수행렬 및 감도함수행렬의  $H_2$  - 노름이 최소가 되는  $H_2$  제어기를 구성하였다. 또한 성능 지수 중 가장 중요한 대역폭 확장을 실현하여, 고주파 잡음에 대한 강인도를 본 논문에서 설계한 제어기의 강인도와 비슷하도록 설계한 PID 재평형루프의 대역폭보다 훨씬 넓은 80 Hz 이상의 광대역폭 제어기를 실현하였으며 시뮬레이션을 통해 이를 확인하였다.

본 논문에서는 제어기와 디지털 재평형루프를 구현한 후 실제 동조자이로스코프를 이용한 실험을 수행하여 제어기 및 디지털 재평형루프의 성능을 검증하였다. 실험 및 시뮬레이션을 통해 제어기의 대역폭이 80Hz 이상이고 한 축에 대하여 이득여유와 위상여유가 각각 7.6dB, 58.7deg 임을 확인하였다. 또한 제어 입력의 상승시간이 0.01초 내외가 되며 제어기가 외란 및 잡음에 대해 안정한 것을 확인하였다.

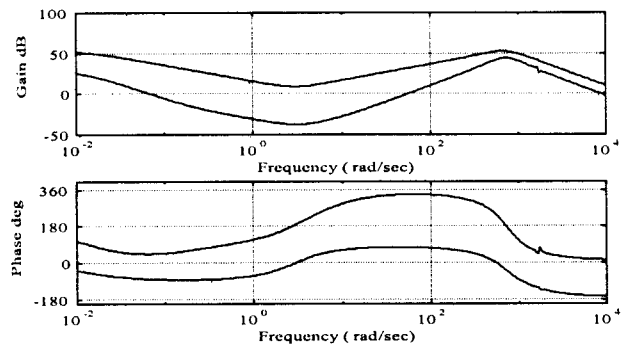


그림 6 H2 제어기의 보드 선도  
Fig. 6 Bode plot of the H2 controller

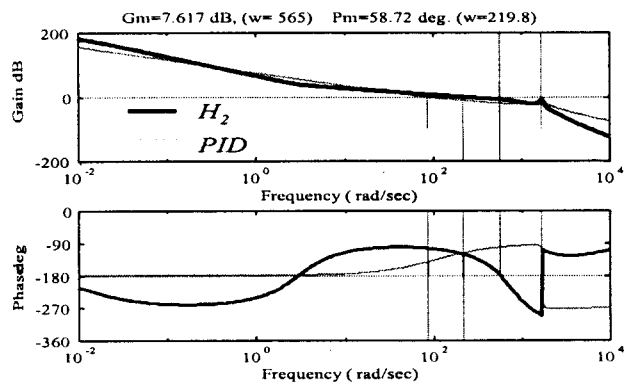


그림 7 시스템의 보드 선도  
Fig. 7 Bode plot of the loop transfer function

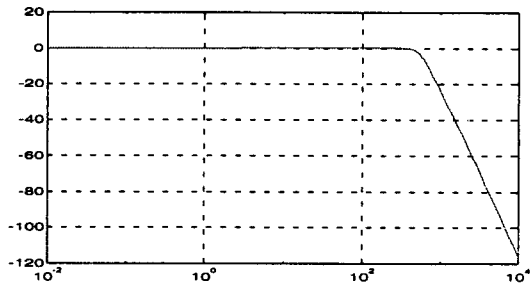


그림 8 r에서 y로의 전달함수행렬의 특이값 곡선  
Fig. 8 Singular value plot of the transfer function from r to y

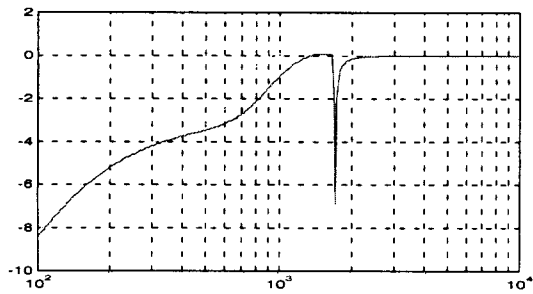


그림 9 감도함수행렬의 특이값 곡선  
Fig. 9 Singular value plot of the sensitivity function

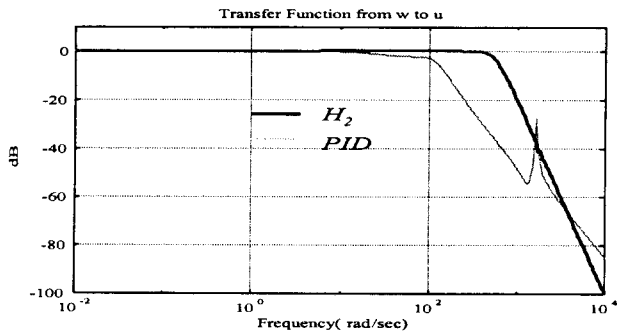


그림 10  $\omega$ 에서  $Tg u$ 로의 전달함수의 특이값 곡선  
Fig. 10 Singular value plot of the transfer function from  $\omega$  to  $Tg u$

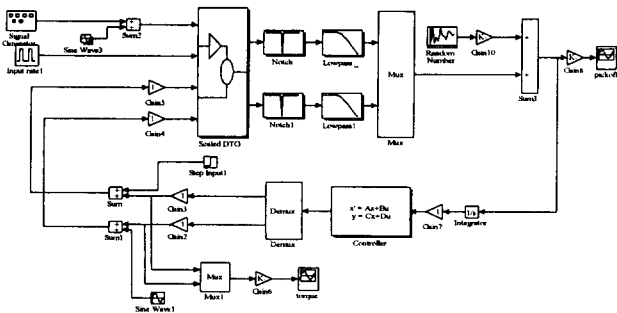


그림 11 시뮬레이션 블록도  
Fig. 11 Block diagram of the simulation loop

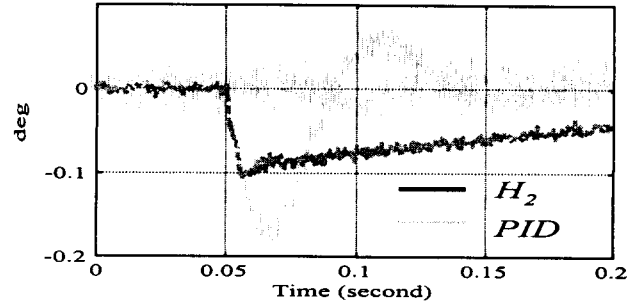


그림 12 20deg/sec 계단 입력에 대한 픽오프(시뮬레이션)  
Fig. 12 20deg/sec step response of pickoff(simulation)

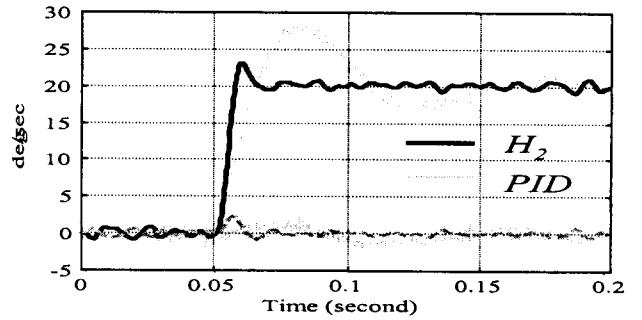


그림 13 20deg/sec 계단 입력에 대한 토크 명령(시뮬레이션)  
Fig. 13 20deg/sec step response of torquing command(simulation)

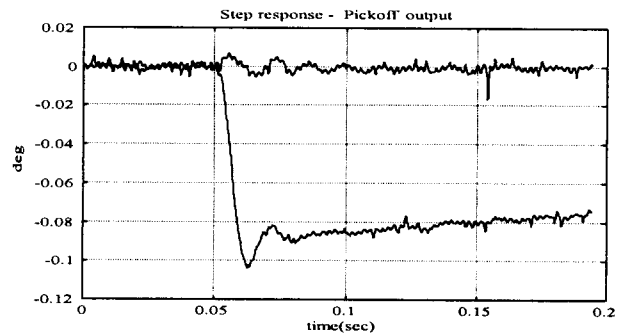


그림 14 20deg/sec 계단 입력에 대한 픽오프(실험).  
Fig. 14 20deg/sec step response of pickoff(experiment)

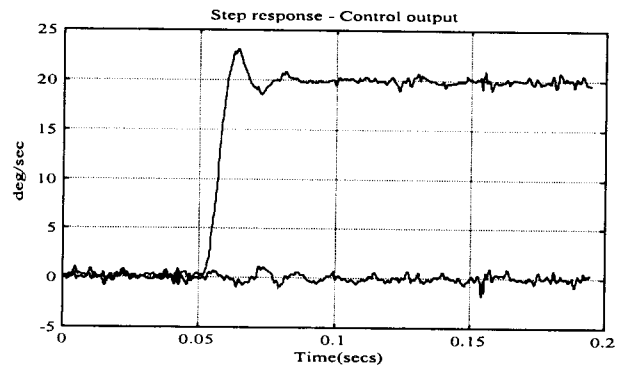


그림 15 20deg/sec 계단 입력에 대한 토크 명령(실험)  
Fig. 15 20deg/sec step response of torquing command(experiment)



**감사의 글**

본 연구는 국방과학연구소와 서울대학교 자동제어 특화연구센터의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처의 지원에 감사 드립니다.

**참 고 문 헌**

- [1] Anthony Lawrence, Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance, and Control, Springer-Verlag, New York, 1993.
- [2] George M. Siouris, Aerospace Avionics Systems, Academic Press, 1993.
- [3] J. G. Lee, "Basic Research Toward Manufacturing a Dynamically Tuned Gyroscope," Seoul National University, Seoul, Korea, March, 1994.
- [4] Taesam Kang, J. G. Lee, C. G. Park, "Performance Improvement of a Dynamically Tuned Gyroscope Using an Input Compensator," Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol. 15, no. 2, March-April pp. 403-409, 1992.
- [5] 전창배, 이현수, 유준, "LQG/LTR에 의한 동조자이로 제어기 설계 및 성능분석," '94 자동제어학술회의논문집, pp. 1478-1483, 1994.10.17-20.
- [6] D.E. Coffman, Feasibility Study of Digital Rebalance Loop for a Dry Tuned Gyro, NAS8-27296/DCN 1-1-40-10230, May 1974.
- [7] R.G.J Craig, "Dynamically Tuned Gyros in Strapdown Systems," Conference Proceedings no. 116, North Atlantic Treaty for Organization Advisory Group for Aerospace Research and Development, Florence, Italy, 2-5 October 1972.
- [8] R.G.J Craig, "Theory of operation of a two-axis-rate gyro," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES vol. 26, no. 5, pp. 722-731, Sept 1972.
- [9] M. Maciejowski, Multivariable Feedback Design, Addison Wesley Publishing Company, 1989.
- [10] J. C. Doyle and G. Stein, "Multivariable feedback design concepts for a classical / modern synthesis," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-26, no. 1, pp. 4-16, Feb.1981.
- [11] Frank L. Lewis, Applied Optimal Control and Estimation, Prentice Hall International Editions, 1992.
- [12] Michael Green, David J. N. Limerbeer, Linear Robust Control, Prentice Hall International Editions, 1995.
- [13] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar and B. A. Francis, "State-Space solutions to standard H2 and H $\infty$  control problem," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 34, no. 8, pp. 831-847, 1989.

**저 자 소 개**



**송진우(宋辰祐)**

1972년 12월 7일 생. 1995년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학부 박사과정

Tel : (02) 872-8190, Fax : (02) 878-8198

E-mail : sjw@asrinc3.snu.ac.kr



**이장규(李章揆)**

1946년 3월 28일 생. 1971년 서울대 전기공학과 졸업. 1974년 핏츠버그대 전기공학과 졸업(석사). 1977년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1982년~현재 서울대 전기공학부 교수

Tel : (02) 880-7308, Fax : (02) 878-8198

E-mail : jgl@asri.snu.ac.kr



**강태삼(康泰三)**

1963년 4월 6일 생. 1986년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1988년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박). 1994년~현재 호서대 제어계측공학과 조교수

Tel : (0418) 540-5484, Fax : (0418) 540-5480

E-mail : tskang@office.hoseo.ac.kr