

수중운동체의 H_∞ 심도제어기 설계

H_∞ Depth Controller Design for Underwater Vehicles

이 만 형, 정 금 영, 김 인 수, 주 호 남, 양 승 윤

(Man Hyung Lee, Keum Young Jung, In Soo Kim, Hyo Nam Joo, and Seung Yun Yang)

Abstract : In this paper, the depth controller of an underwater vehicle based on an H_∞ servo control is designed for the depth keeping of the underwater vehicle under wave disturbances. The depth controller is designed in the form of the H_∞ servo controller, which has robust tracking property, and an H_∞ servo problem is considered for the H_∞ servo controller design. In order to solve the H_∞ servo problem for the underwater vehicle, this problem is modified as an H_∞ control problem for the generalized plant that includes a reference input mode, and a suboptimal solution that satisfies a given performance criteria is calculated with the LMI (Linear Matrix Inequality) approach. The H_∞ servo controller is designed to have robust stability about the perturbation of the parameters of the underwater vehicle and the robust tracking property of the underwater vehicle depth under wave force and moment disturbances. The performance, robustness about the uncertainties, and depth tracking property, of the designed depth controller is evaluated by computer simulation, and finally these simulation results show the usefulness and applicability of the proposed H_∞ depth control system.

Keywords : underwater vehicles, depth control, H_∞ servo problem, LMI-based H_∞ control

I. 서론

수중운동체(underwater vehicles)에 있어서 일정한 심도와 피치각을 유지하기 위하여, 운항중인 수중운동체의 심도유지 항해는 매우 중요하고, 필수적인 기능이다. 특히, 수중운동체의 중요한 기능인 수면 바로 아래의 항해를 수행하기 위해서는 정확한 심도제어가 이루어져야 한다. 그러나, 파도의 영향으로 인하여 수면 근처에서 수동 조종에 의한 심도유지 제어는 매우 어렵다. 따라서, 파도에 대한 수중운동체의 일정 심도유지가 중요한 문제로 대두되고 있으며, 파도가 발생하여도 주어진 심도제어를 유지하면서 운항하기 위한 견실한 제어기 설계가 필수적이다. 일반적으로 수중운동체가 수면 깊이 감항할 경우 파도의 영향을 거의 받지 않으며, 이러한 경우에는 단일입출력 제어기에 기초한 자동조종장치(autopilot)로도 주어진 성능을 만족시킬 수가 있다. 그러나 수중운동체가 수면 근처에서 저속으로 항해하는 경우, 수중운동체의 심도제어를 수행하는 제어판의 영향 정도가 줄어들고, 파도의 영향이 매우 커지게 된다. 따라서, 이 경우 파도의 영향하에서 매우 복잡한 수중운동체와 파도의 동특성을 고려하여 제어기의 성능을 향상시킬 수 있는 다변수 제어기의 설계가 요구된다. 또한 수중운동체는 근본적으로 유체계수의 불확실성을 가진 비선형 운동방정식과 외란을 포함하는 센서 측정치에 의해 묘사되므로, 모델링 오차나 외란에 견실한 제어 알고리즘으로 설계되어야 한다. 기존의 수중운동체의 다변

수 심도제어기로서 Geuler[1]가 LQG 제어에 기초한 심도제어기를 설계하였으며, Ruth[2]는 구조화 특이치(structural singular value) 기법에 기초하여 설계된 수중운동체의 제어기를 제안하였다. 최근, 파도를 외란으로 고려하여 Williams 등[3]은 수중운동체의 다변수 H_∞ 심도제어기를 설계하였으며, Marshfield[4]는 제어판의 미세한 동작을 줄이기 위하여 파도의 고주파수 성분을 추종하는 H_∞ 노치 필터를 제안하였다.

본 논문의 목적은 파도 영향에 대한 억제 성능을 가지며 주어진 항해궤도를 견실하게 추종하도록 하는 수중운동체의 H_∞ 심도제어기를 설계하는 것이다. 이는 또한 여러 가지 유체계수의 불확실성으로 인한 모델링 오차가 존재하여도 전체 페루프 시스템이 견실 안정하도록 설계되어야 한다.

H_∞ 제어는 시스템 파라미터 변동이나 모델 근사화 과정에서 야기되는 모델링 오차와 외란 등의 불확실성들을 평가함수에 포함하는 제어설계 기법으로서, 최근 LMI에 기초한 해법으로 제어기가 설계되고 있다[5,6]. 본 논문에서는 수중운동체의 심도에 대한 명령추종 성능을 만족하는 H_∞ 심도제어기를 설계하기 위하여 H_∞ 제어에서의 혼합 감도문제로 전개하지 않고 H_∞ 서보 문제[7]로 정식화하여 제어기를 설계하였다. 여기서, 제어기 설계를 위해 설정된 일반화 플랜트를 내부모델원리(internal model principle)에 의해 명령입력 모드를 포함하는 수정된 일반화 플랜트로 재구성하여 H_∞ 서보 문제를 이 수정된 일반화 플랜트에 대한 H_∞ 제어 문제로 전개하였다. 수정된 일반화 플랜트는 H_∞ 제어 문제에서 요구되는 표준가정[8]을 만족하지 않으므로 LMI에 기초한 해법을 바탕으로 H_∞ 제어 문제의 해를 구하였고, 최종적으로 이 해를 바탕으로 H_∞ 서보 제어기를 재구성하였다. 이렇게 설계된 H_∞ 서보 제어기는 전산 모의실험을 통하여 그 성능을 평가 분석하

접수일자 : 1999. 7. 12., 수정완료 : 2000. 2. 8.

이만형 : 부산대학교 기계공학부, 정밀정형 및 금형가공연구소

정금영, 김인수 : 부산대학교 지능기계공학과

주호남 : 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소

양승윤 : 국방과학연구소

※ 본 논문은 부산대학교 학술연구 조성비와 정밀정형 및 금형가공연구소의 지원하에 연구되었습니다.

였다. 결론적으로 본 논문에서 설계된 H_∞ 심도제어기는 유체계수의 불확실한 변동에 대하여 건설 안정성을 보장하고, 파도 힘과 모멘트로 표현되는 외란에 대하여 억제 성능을 가지며 특히 외란의 존재하에서도 수중운동체의 심도 추종성능이 우수함을 나타내었다.

II. 수중운동체의 운동방정식

수중을 운항하는 수중운동체의 위치, 속도 및 자세를 나타내기 위해서는 관성좌표계를 정의하며, 운동체에 작용하는 힘과 모멘트를 계산하기 위해서는 동체좌표계가 필요하다[9,10]. 관성좌표계는 그림 1에서와 같이 수중운동체가 출발하는 지점에 대한 해수면 상의 한 점을 원점으로 하여 운동체가 출발하는 방향이 해수면에 투영된 방향을 X축, 해수면에 수직인 아래축 방향을 Z축, 그리고 오른손 법칙에 따라 이미 구해진 두 축으로부터 결정되는 방향을 Y축으로 정한다. 수중운동체의 동체좌표계는 무게중심을 원점으로 하고 원점에서 선수로 향하는 주대칭면상의 축을 x 축, 이 축에 수직으로 주평면상에서 아래쪽으로 향하는 방향을 z축, 그리고 오른손 법칙에 의하여 결정되는 우현으로 향하는 방향을 y축으로 정한다. 수중운동체의 운동을 완전히 묘사하기 위해서는 6 자유도 비선형 운동방정식 [10]이 필요하며, 이는 뉴턴의 제 2 운동법칙에서 유도된다. H_∞ 심도제어기 설계를 위한 선형 제어모델을 구하기 위하여 수중운동체의 6 자유도 비선형 미분방정식으로부터 다음과 같은 가정을 설정함으로써 단순화된 선형 운동방정식을 유도한다.

- 전진방향의 속도는 일정한 것으로 한다.
- 롤 각은 아주 작은 것으로 가정한다.
- 관성상승적은 무시될 수 있다.
- 수중운동체가 수중에서는 중심부력 상태를 유지한다고 가정한다.

위의 가정으로부터 유도된 선형화된 2 자유도 연직면 운동방정식은 다음과 같다.

- 히브(heave) 방정식

$$m\dot{w} - umq = \frac{1}{2} \rho l^4 Z_q \dot{q} + \frac{1}{2} \rho l^3 (Z_w \dot{w} + Z_q uq) + \frac{1}{2} \rho l^2 \{ Z_w u w + u^2 (Z_{\delta\delta} \delta_b + Z_{\delta s} \delta_s) \} \quad (1)$$

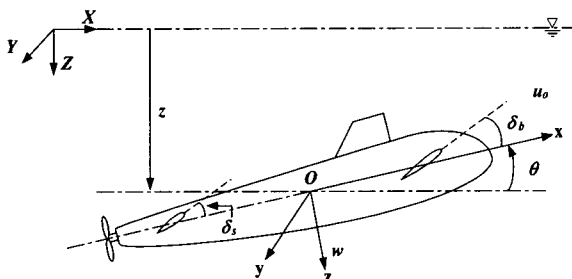


그림 1. 수중운동체의 좌표계.
Fig. 1. The coordinate system of an underwater vehicle.

- 피치(pitch) 방정식

$$I_y \dot{q} = \frac{1}{2} \rho l^5 M_q \dot{q} + \frac{1}{2} \rho l^4 (M_q u q + M_w \dot{w}) + \frac{1}{2} \rho l^3 \{ M_w u w + u^2 (M_{\delta\delta} \delta_b + M_{\delta s} \delta_s) \} + B z_B \theta \quad (2)$$

상태공간모델식을 유도하기 위하여 (3)과 같이 히브 속도 w , 피치 각속도 q , 피치각 θ , 심도 z 를 상태변수로 정의한다.

$$X = [w, q, z, \theta]^T \quad (3)$$

정의된 상태변수와 파도 외란항을 고려한 수중운동체의 연직면 상태공간모델식은 (4)와 같다.

$$\dot{X} = AX + BU + E^{-1}d$$

$$Y = CX \quad (4)$$

여기서 입력 U 는 선수타 δ_b 와 선미타 δ_s , 출력 Y 는 z 와 θ 이며, 행렬 A, B, C 는 다음과 같이 주어진다.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & a_{24} \\ 1 & 0 & 0 & -u_0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

여기서 u_0 는 수중운동체의 전진속도, E 는 수중운동체의 가상 질량행렬, d 는 파도 힘과 모멘트를 각각 가리킨다.

III. 파도 모델링

해상에서의 파도는 바람, 조류, 지진 등의 여러 가지 원인에 의해 발생한다. 파도는 운동에너지와 위치에너지와의 조화로써 전파하는데 이 에너지가 다른 종류의 에너지로 변화하는 데는 많은 시간이 필요하기 때문에 일단 발생한 파도는 상당히 오랜 시간동안 전파된다. 따라서 어느 지역에서 계측되는 파도는 그 지역에서 발생한 파도 이외에 다른 지역에서 발생하여 전파되어온 파도들이 중첩되어 있어 매우 복잡한 양상을 띄고 있다. 이러한 복잡하고 불규칙한 파도에 대한 자료를 시계열(time series) 자료로 가지고 있기에 너무 방대한 양이기 때문에 스펙트럼을 만들어 사용하고 있다. 파도의 스펙트럼이란 수면높이의 시계열 자료를 Fourier 변환하여 그 절대값을 제공하고 반으로 나누는 것을 의미한다. 따라서, 파도의 스펙트럼에 해수 밀도 (ρ)와 중력 가속도(g)를 곱하면 에너지 스펙트럼이 되고 이것을 $0 < \omega < \infty$ 에 대해서 적분하면 단위면적당 파도가 가지는 에너지가 된다. 관심 있는 영역에 대하여 파도에 대한 자료가 필요할 때 간단하게 파도를 표현해주는 스펙트럼의 필요성이 대두되었으며, 이러한 필요성에 의해 여러 가지의 이상화된 스펙트럼이 만들어져 왔다. 현재 많이 사용되고 있는 파도의 스펙트럼은 (5)와 같은 ITTC (International Towing Tank Conference)에서 제안한 스펙트럼[11]이며, 이를 주파수에 대하여 도식화하면 그림 2와 같다.

$$S(\omega) = \frac{A}{\omega^5} \exp(-\frac{B}{\omega^4}) \quad (5)$$

여기서 $A=8.1 \times 10^{-3}g^2$, $B=3.11/h_3^2$ 이며, ω 는 파도 주파수, g 는 중력 가속도, h_3 는 유의 파고를 가리킨다.

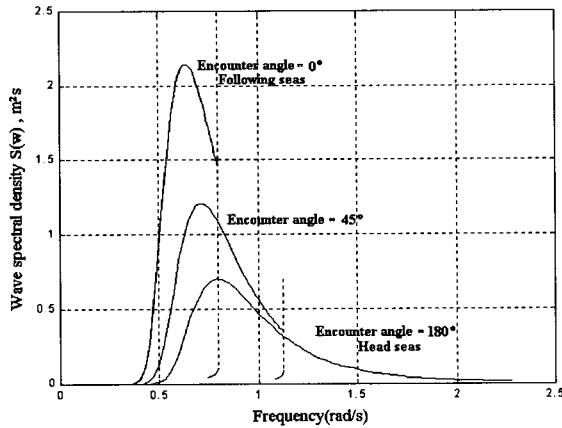


그림 2. 파도의 스펙트럼(유의파고 3.2m).
Fig. 2. Wave spectrum(3.2m significant wave height).

그러나, ITTC 스펙트럼을 이용하여 구현되는 파도 힘과 모멘트 식은 매우 복잡하여 H_∞ 제어기 설계에 적용하기에는 적절하지 않다. 따라서, 파도 스펙트럼에 근사한 백색잡음을 이용한 선형 필터와 같은 단순화된 표현이 요구되며, 본 논문에서는 파도 힘과 모멘트를 표현하기 위하여 통과대역의 중심 주파수 ω_M 이 $S(\omega)$ 의 크기가 최대인 주파수로 결정되는 4차 필터를 이용하였다[12]. 이는 (6), (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\nu}{\xi} = G_4(s) \tag{6}$$

$$G_4(s) = \frac{K(s/\omega_M)^2}{[(s/\omega_M)^2 + s/\omega_M + 1]^2} \tag{7}$$

여기서 ν 는 근사화된 파고이며, ξ 는 백색잡음, K 는 필터 계인이다.

제어기 설계를 위한 파도 힘과 모멘트 Z_w, M_w 는 각각 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} Z_w &= a \cdot \nu(t) + b \\ M_w &= c \cdot \nu(t) + d \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 각 파라미터 값은 $a=2 \times 10^6$, $b=-5 \times 10^3$, $c=2 \times 10^7$, $d=2 \times 10^5$ 이다.

IV. 심도제어기 설계를 위한 H_∞ 서보 제어

제어시스템을 설계할 때 일반적으로 페루프계의 내부 안정성 보장, 견실 안정성과 외란 억제, 기준입력에 대한 견실 추종성 등을 주로 고려한다. 페루프 시스템의 견실 안정성과 명령추종 성능을 만족시키는 H_∞ 제어기를 설계할 경우, 혼합감도 문제로 구성되어 주어진 성능을 만족시키는 제어기를 설계할 수가 있다. Hozumi 등[7]은 H_∞ 서보 문제를 정식화하여 플랜트의 견실추종 문제를 LMI에

기초한 해법을 바탕으로 한 H_∞ 제어 문제로 전개하여 서보 제어의 해를 구하였다. LMI에 기초한 해법의 장점 중 하나는 Doyle 등[8]이 제안하였던 H_∞ 제어 문제의 일부 가정들이 성립하지 않아도 된다는 점이다.

1. H_∞ 서보 문제

H_∞ 서보 문제는 그림 3과 같은 2 자유도 제어 시스템에서 (9)와 같이 주어지는 n 차 일반화 플랜트 $G(s)$ 와 기준모델에 대하여 다음의 3가지 성능을 만족하는 제어기 $K(s)$ 를 구하는 문제로 정식화된다.

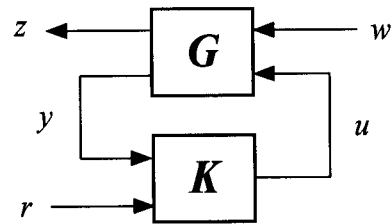


그림 3. H_∞ 서보 문제.
Fig. 3. H_∞ servo problem.

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \tag{9}$$

- S1) $K(s)$ 는 $G(s)$ 를 내부적으로 안정화시킨다.
- S2) $\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$
- S3) $K(s)$ 는 기준모델에 대하여 견실추종 성능을 만족한다.

여기서 $T_{zw}(s)$ 는 w 에서 z 까지의 전달함수이며, w 는 외란, u 는 제어입력, z 는 제어량, y 는 관측출력, r 은 기준입력을 각각 가리킨다.

견실추종 성능은 다음과 같이 정의된다. 즉, 임의의 값 $\epsilon > 0$ 과 (10)에 대하여,

$$\Gamma(\epsilon) = \left\{ \bar{G}_{22}(s) = N_{\bar{G}_{22}}(s)D_{\bar{G}_{22}}^{-1}(s) \mid \left\| \begin{bmatrix} D_{\bar{G}_{22}}(s) - D_{G_{22}}(s) \\ N_{\bar{G}_{22}}(s) - N_{G_{22}}(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \epsilon \right\} \tag{10}$$

주어진 기준입력 모델로부터 (11)을 만족하는 $\epsilon > 0$ 이 존재하면 $K(s)$ 는 견실추종 성능을 만족한다.

$$(I_{p_2} - G_{yr}(s))\bar{D}_r^{-1}(s) \in RH_\infty \tag{11}$$

여기서 $N_{G_{22}}(s)D_{G_{22}}^{-1}(s)$ 와 $N_{\bar{G}_{22}}(s)D_{\bar{G}_{22}}^{-1}(s)$ 는 각각 $G_{22}(s)$ 와 $\bar{G}_{22}(s) \in \Gamma(\epsilon)$ 의 우기약분해(right coprime factorization)이며, $G_{yr}(s)$ 는 r 에서 y 까지의 전달함수, $\bar{D}_r(s)$ 는 기준입력 모델의 좌기약분해(left coprime factorization)에서 분모항을 각각 가리킨다.

정의된 H_∞ 서보 문제는 H_∞ 제어 문제로 수정되며, 이 수정된 문제에 LMI에 기초한 해법을 적용하게 된다. 우선 서보 제어기 $K(s)$ 를 (12)와 같이 분해한다.

$$u = K(s) \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} = [K_1(s) \quad -K_2(s)] \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서 피드백 제어기 $K_2(s)$ 가 올라의 파라메트리제이션 (Youla parameterization)으로부터 $\forall Q(s) \in RH_\infty$ 에 대하여 $K_2(s) = (Y(s) - Q(s)\tilde{N}_{G_z}(s))^{-1}(X(s) + Q(s)\tilde{D}_{G_z}(s))$ 로 주어지고, r 에서 u 와 y 까지의 전달함수 $G_r(s)$ 이 RH_∞ 에 속하기만 하면, $K(s)$ 를 포함하는 폐루프 시스템은 내부안정하게 된다. 여기서 제어대상 $G_{22}(s)$ 와 $K_2(s)$ 를 (13)과 같이 기약분해하여 표현하면,

$$\begin{aligned} G_{22}(s) &= N_{G_z}(s)D_{G_z}^{-1}(s) = \tilde{D}_{G_z}^{-1}(s)\tilde{N}_{G_z}(s) \\ K_2(s) &= N_{K_2}(s)D_{K_2}^{-1}(s) = \tilde{D}_{K_2}^{-1}(s)\tilde{N}_{K_2}(s) \end{aligned} \quad (13)$$

(13)으로부터

$$\begin{aligned} G_r(s) &= \begin{bmatrix} I \\ G_{22}(s) \end{bmatrix} (I + K_2(s)G_{22}(s))^{-1}K_1(s) \\ &= \tilde{D}_{K_2}(s)K_1(s) \in RH_\infty \end{aligned} \quad (14)$$

이 성립하며, $\tilde{D}_{K_2}(s)K_1(s) = R(s)$, $\forall R(s) \in RH_\infty$ 로 두면 $K_1(s)$ 는 (15)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} K_1(s) &= (Y(s) - Q(s)\tilde{N}_{G_z}(s))^{-1}R(s) \\ &= (D_{G_z}(s) + K_2(s)N_{G_z}(s))R(s) \end{aligned} \quad (15)$$

결론적으로 $K_2(s)$ 가 안정화 피드백 제어기로 주어지고, $K_1(s)$ 이 (15)를 만족하면 $K(s)$ 를 포함하는 전체 폐루프 시스템의 내부안정성은 보장된다.

H_∞ 서보 문제가 해를 가지기 위한 필요충분 조건을 얻기 위하여 기준입력 r 로부터의 피드포워드 경로를 제거한 폐루프 시스템에 대하여 고려한다. 기준입력을 스텝형으로 간주하면, $\tilde{D}_r(s)$ 의 최대 불변요소로 정의되는 $\phi_r(s) \in RH_\infty$ 는 (16)과 같이 주어지며,

$$\phi_r(s) = \frac{s}{s+1} \quad (16)$$

$K_2(s)$ 는 $\phi_r(s)$ 과 함께 (17)과 같이 전개된다.

$$K_2(s) = K_r(s)\phi_r^{-1}(s)I \quad (17)$$

또한 $\phi_r^{-1}(s)I$ 를 $M_1 = M_2 = I_{p_2}$ 를 이용하여, (18)과 같이 전개한다.

$$\phi_r^{-1}(s)I = M_1 + M_2\Sigma(s) \quad (18)$$

여기서 p_2 는 기준입력 수, I_{p_2} 는 $p_2 \times p_2$ 단위행렬을 의미하며, $\Sigma(s)$ 는 다음과 같이 주어지는 기준입력을 포함하는 기 준모델이다.

$$\Sigma(s) = \left[\begin{array}{c|c} 0 & I_{p_2} \\ \hline I_{p_2} & 0 \end{array} \right]$$

결론적으로 일반화 플랜트 $G(s)$ 에 대한 H_∞ 서보 문제는 그림 5와 같이 $\Sigma(s)$ 를 포함하는 일반화 플랜트 $\hat{G}(s)$ 에 대한 H_∞ 제어 문제로 등가시킬 수 있다. 여기서 $\hat{G}(s)$ 를 전달함수로 표현하면 (19)와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} z \\ y \\ \hat{y} \end{bmatrix} = \hat{G}(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\hat{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \\ \Sigma(s)G_{21}(s) & \Sigma(s)G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{p_2} & 0 \\ 0 & I_{p_2} \\ 0 & \Sigma(s) \end{bmatrix} G(s)$$

$$G(s) : \begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2u \\ z = C_1x + D_{11}w + D_{12}u \\ y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \end{cases}, \quad \Sigma(s) : \begin{cases} \dot{x}_s = I_{p_2}x_s \\ \hat{y} = I_{p_2}y \end{cases} \quad (20)$$

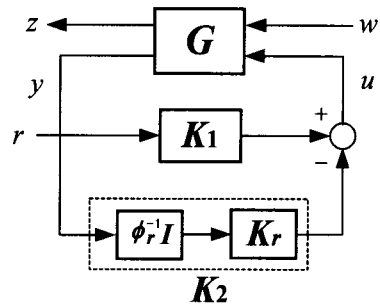


그림 4. H_∞ 서보 제어기 구조.

Fig. 4. Structure of H_∞ servo controller.

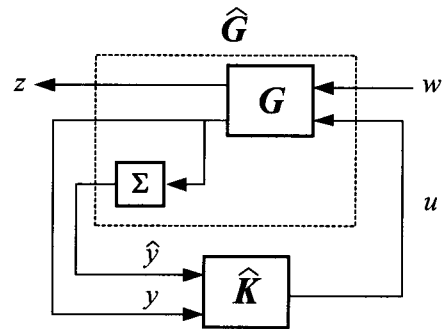


그림 5. H_∞ 서보 문제와 등가인 H_∞ 제어 문제.

Fig. 5. H_∞ control problem equivalent to the H_∞ servo problem.

(9)의 $G(s)$ 와 $\Sigma(s)$ 의 상태공간모델식은 (20)과 같이 주어지며 $\hat{G}(s)$ 에 대한 상태변수를 $x_n = [x \ x_s]^T$ 로 정의하고 (20)을 이용하여 전개하면 $\hat{G}(s)$ 에 대한 상태공간모델식은 (21)과 같이 주어진다.

$$\hat{G}(s) = \left[\begin{array}{cc|cc} A & 0 & B_1 & B_2 \\ C_2 & 0 & D_{21} & 0 \\ \hline C_1 & 0 & D_{11} & D_{12} \\ \hline C_2 & 0 & D_{21} & 0 \\ 0 & I_{p_2} & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (21)$$

(21)을 다음과 같이 간략히 표기하고,

$$\hat{G}(s) = \begin{bmatrix} \hat{G}_{11}(s) & \hat{G}_{12}(s) \\ \hat{G}_{21}(s) & \hat{G}_{22}(s) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} \hat{A} & \hat{B}_1 & \hat{B}_2 \\ \hline \hat{C}_1 & \hat{D}_{11} & \hat{D}_{12} \\ \hat{C}_2 & \hat{D}_{21} & 0 \end{array} \right] \quad (22)$$

$\hat{G}(s)$ 의 H_∞ 제어기를 $\hat{K}(s)$ 으로 두어 H_∞ 서보 문제와 등가인 H_∞ 제어 문제를 정의하면 다음과 같다.

H_∞ 제어 문제 : 주어진 n 차의 프로퍼(proper)한 일반화 플랜트 $G(s)$ 와 기준입력 r 에 관계된 기준모델로부터 (21)과 같이 구성된 수정된 일반화 플랜트에 대한 다음 두 가지 특성을 만족하는 제어기 $\hat{K}(s)$ 를 구하는 문제.

S1)' $\hat{K}(s)$ 는 $\hat{G}(s)$ 를 내부적으로 안정화시킨다.

S2)' $\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$

2. LMI에 기초한 H_∞ 제어

수정된 일반화 플랜트 $\hat{G}(s)$ 에 대한 H_∞ 제어 문제는 $\hat{G}_{12}(s)$ 가 허축상에서 영점을 가지고, \hat{D}_{21} 이 행 풀 랭크(full row rank)를 가지지 않아서 Doyle 등이 제안한 해법 [8]으로는 해를 구할 수 없다. 따라서 Gahinet 등이 제안한 LMI에 기초한 해법[6]으로부터 제어 해를 구한다.

2.1 H_∞ 제어기의 존재성

(\hat{A}, \hat{B}_2) 이 가안정, (\hat{A}, \hat{C}_2) 이 가검출이고, $\hat{D}_{22}=0$ 인 일반화 플랜트 $\hat{G}(s)$ 에 대하여, N_R 과 N_S 를 각각 $(\hat{B}_2^T, \hat{D}_{12}^T)$ 와 $(\hat{C}_2, \hat{D}_{21})$ 의 영공간에 속하는 기저벡터라 두면, 설계사양 γ 에 대한 준-최적 H_∞ 제어 문제는 다음 두 LMI 시스템을 만족하는 대칭행렬 R 과 S 가 존재하기만 하면 해를 가진다.

$$\begin{pmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \hat{A}R + R\hat{A}^T & R\hat{C}_1^T & \hat{B}_1 \\ \hat{C}_1R & -\gamma I & \hat{D}_{11} \\ \hat{B}_1^T & \hat{D}_{11}^T & -\gamma I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} < 0 \quad (23)$$

$$\begin{pmatrix} N_S & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \hat{A}^T S + S\hat{A} & S\hat{B}_1 & \hat{C}_1^T \\ \hat{B}_1^T S & -\gamma I & \hat{D}_{11}^T \\ \hat{C}_1 & \hat{D}_{11} & -\gamma I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_S & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} < 0 \quad (24)$$

$$\begin{pmatrix} R & I \\ I & S \end{pmatrix} < 0 \quad (25)$$

2.2 H_∞ 제어기의 구성

주어진 (23)-(25)의 임의의 해 (R, S) 에 대하여, γ 준 최적 제어기 $K(s) = D_K + C_K(sI - A_K)^{-1}B_K$ 는 다음의 순서로 계산된다.

단계 1 : $\sigma_{\max}(\hat{D}_{11} + \hat{D}_{12}D_o\hat{D}_{21}) < \gamma$ 를 만족하는 임의의 행렬 D_o 와 함께 (26)으로부터 D_K 를 구한다.

$$D_K = (\hat{D}_{12}^+ \hat{D}_{12})D_o(\hat{D}_{21} \hat{D}_{21}^+) \quad (26)$$

단계 2 : 다음과 같이 주어지는 두 선형 행렬방정식의 최소자승해 $(\theta_{B1} \ *)^T$ 와 $(\theta_{C1} \ *)^T$ 를 구한다.

$$\begin{pmatrix} 0 & \hat{D}_{21} & 0 \\ \hat{D}_{21}^T & -\gamma I & D_{cl}^T \\ 0 & D_{cl} & -\gamma I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_{B1} \\ * \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \hat{C}_2 \\ \hat{B}_1^T S \\ \hat{C}_1 + \hat{D}_{12}D_K\hat{C}_2 \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \hat{D}_{12}^T \\ 0 & -\gamma I & D_{cl}^T \\ \hat{D}_{12} & D_{cl} & -\gamma I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_{C1} \\ * \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \hat{B}_1^T + \hat{D}_{21}^T D_K^T \hat{B}_2^T \\ \hat{C}_1 R \end{pmatrix} \quad (28)$$

여기서 $D_{cl} = \hat{D}_{11} + \hat{D}_{12}D_K\hat{D}_{21}$ 이다.

단계 3 : $\pi_{12} = I - \hat{D}_{12}^+ \hat{D}_{12}$ 와 $\pi_{21} = I - \hat{D}_{21} \hat{D}_{21}^+$ 로 표기하자. $\pi_{21}\hat{C}_2 = 0$ 이면, $\theta_{B2} = 0$ 으로 두고, 그렇지 않은 경우, θ_{B2} 는 (29)로부터 계산된다.

$$\Psi(\theta_{B1}) + \hat{C}_2^T \pi_{21} \theta_{B2} + \theta_{B2}^T \pi_{21} \hat{C}_2 < 0 \quad (29)$$

그리고 $\pi_{12}\hat{B}_2^T = 0$ 이면, $\theta_{C2} = 0$ 으로 두고, 그렇지 않은 경우 θ_{C2} 는 (30)으로부터 계산된다.

$$\Pi(\theta_{C1}) + \hat{B}_2^T \pi_{12} \theta_{C2} + \theta_{C2}^T \pi_{12} \hat{B}_2 < 0 \quad (30)$$

여기서 $\Psi(\theta_{B1})$ 와 $\Pi(\theta_{C1})$ 는 각각 아래의 식으로부터 계산된다.

$$\Psi(\theta_{B1}) = \hat{A}^T S + S\hat{A} + \theta_{B1}^T \hat{C}_2 + \hat{C}_2^T \theta_{B1} + \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T S + \hat{D}_{21}^T \theta_{B1} \\ \hat{C}_1 + \hat{D}_{12}D_K\hat{C}_2 \end{bmatrix}^T \Delta^{-1} \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T S + \hat{D}_{21}^T \theta_{B1} \\ \hat{C}_1 + \hat{D}_{12}D_K\hat{C}_2 \end{bmatrix}$$

$$\Pi(\theta_{C1}) = \hat{A}R + R\hat{A}^T + \hat{B}_2 \theta_{C1} + \theta_{C1}^T \hat{B}_2^T + \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T + \hat{D}_{21}^T D_K \hat{B}_2^T \\ \hat{C}_1 R + \hat{D}_{12} \theta_{C1} \end{bmatrix}^T \Delta^{-1} \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T + \hat{D}_{21}^T D_K \hat{B}_2^T \\ \hat{C}_1 R + \hat{D}_{12} \theta_{C1} \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} \gamma I & -D_{cl}^T \\ -D_{cl} & \gamma I \end{bmatrix} > 0$$

단계 4 : $I - RS = MN^T$ 로 두고, $\theta_C = \theta_{C1} + \pi_{12}\theta_{C2}$ 와 $\theta_B = \theta_{B1} + \pi_{21}\theta_{B2}$ 로 두면, A_K, B_K, C_K 는 다음 식들로부터 계산된다.

$$\begin{aligned} NB_K &= -S\hat{B}_2 D_K + \theta_B^T \\ C_K M^T &= -D_K \hat{C}_2 R + \theta_C \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} -NA_K M^T &= S\hat{B}_2 \theta_C + \theta_B^T \hat{C}_2 R \\ &+ S(\hat{A} - \hat{B}_2 D_K \hat{C}_2)R + (\hat{A} + \hat{B}_2 D_K \hat{C}_2)^T \\ &+ \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T S^T + \hat{D}_{21}^T \theta_B^T \\ \hat{C}_1 + \hat{D}_{12}D_K\hat{C}_2 \end{bmatrix}^T \Delta^{-1} \begin{bmatrix} \hat{B}_1^T + \hat{D}_{21}^T D_K \hat{B}_2^T \\ \hat{C}_1 R + \hat{D}_{12} \theta_C \end{bmatrix} \end{aligned}$$

V. 수중운동체의 H_∞ 심도제어기 설계

수중운동체가 수면 근처에서 저속으로 잠항할 때 파도가 발생하더라도 피치각의 변동이 적어야 하며, 바다표면에 대하여 항상 일정한 심도를 유지해야 한다. 파도가 수중운동체로 미치는 영향은 히브 방향으로 파도 힘이 작용하고 피치 방향으로 파도 모멘트가 작용하는 외란으로 모델링된다. 수중운동체가 수면에 근접할수록 파도의 영향은 커지며, 상대적으로 파도의 영향으로 인하여 수평타의 심도유지 조종성은 줄어든다. 따라서 수중운동체의 심도제어기는 이러한 파도의 특성을 고려하여 설계하여야 한다.

1. 문제의 정식화

본 논문에서는 다음의 요구사항을 만족하는 수중운동체

의 H_∞ 심도제어기를 설계하고자 한다.

- 유체계수 등의 불확실한 변동으로 야기되는 모델링 오차가 존재하여도 전체 페루프 시스템은 견실 안정성을 보장한다.

- 파도가 존재하여도 수중운동체의 심도 궤적은 주어진 명령치를 견실하게 추종한다.

심도제어기 설계를 위하여 수중운동체의 상태공간모델 (4)의 행렬 A 와 B 는 아래와 같이 주어진다. 여기서 수중운동체의 전진방향 속도는 3.087m/s(6 knots)로 가정하였다.

$$A = \begin{bmatrix} -0.038 & 0.896 & 0 & 0.002 \\ 0.002 & -0.092 & 0 & -0.006 \\ 1 & 0 & 0 & -3.087 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

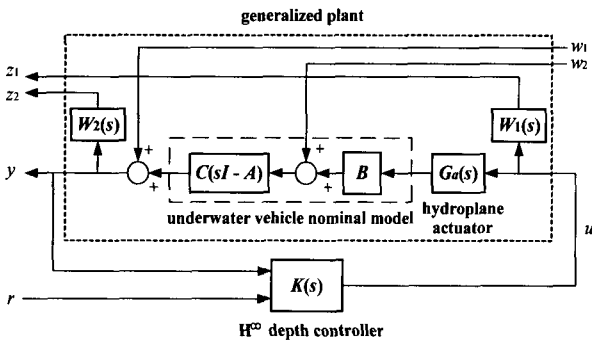


그림 6. 수중운동체의 H_∞ 심도제어기.
Fig. 6. The H_∞ depth controller of underwater vehicle.

$$B = \begin{bmatrix} -0.0075 & -0.0229 \\ 0.0017 & -0.0022 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

설계된 수중운동체의 H_∞ 심도제어기의 개략도는 그림 6과 같다. 수평타 구동기의 동역학식은 일반적으로 선형화된 1차 시스템으로 고려하며, 이는 (33)에서 나타내었다.

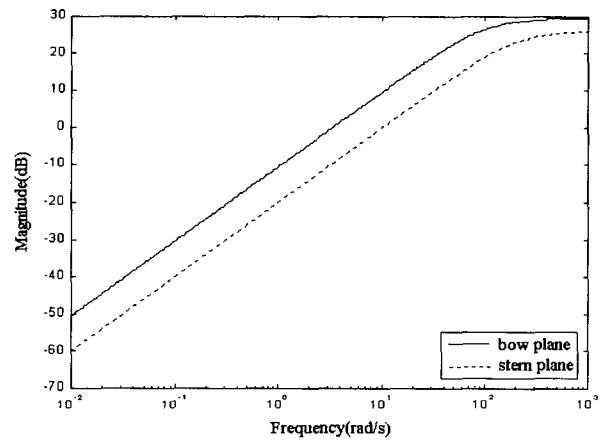
$$\frac{\delta_a}{\delta_f} = \frac{s}{s+2} \tag{33}$$

여기서 δ_a 는 실제 수평타 각, δ_f 는 제어기 출력이며, 이를 선수 및 선미타를 고려하여 그림 6의 상태공간모델 $G_a(s)$ 로 표현하였고, 이는 (34)와 같다.

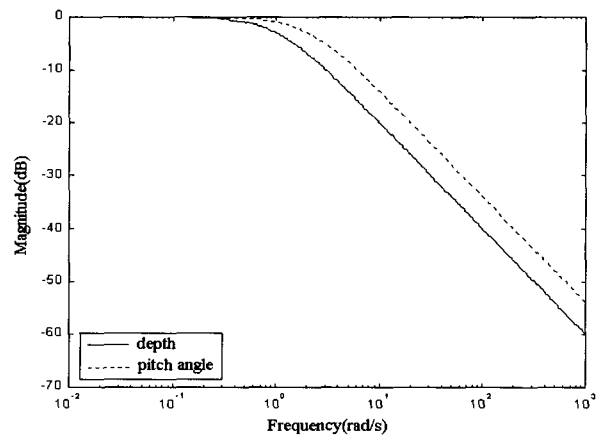
$$G_a(s) = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -2 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{34}$$

파도 힘과 모멘트 성분은 각각 수중운동체의 히브 방향과 피치 방향으로 작용하므로 그림 6의 외란 w_2 와 같이 플랜트의 입력항으로 나타내었고, 출력측으로 미지의 외란 w_1

이 존재한다고 고려하였다. 이러한 외란이 존재하여도 견실한 심도유지 성능을 가지도록 제어량 z_2 를 수중운동체의 심도와 피치각으로 선정하였고, 수평타 각의 제한된 각도 범위내에서 제어 성능을 나타내기 위하여 제어량 z_1 을 수중운동체의 선수 및 선미타로 선정하였다. 그리고, y 는 관측출력, r 은 기준입력으로 각각 의미하며, $W_1(s)$ 와 $W_2(s)$ 는 플랜트 입력측 및 출력측 가중함수, 설계되는 제어기 $K(s)$ 는 견실 안정성 등을 보장하는 피드백 제어기와 명령추종 성능을 만족하는 피드포워드 제어기로 구성된다. 견실 안정성을 고려하기 위하여 $W_1(s)$ 는 불확실성에 대하여 플랜트가 견실 안정하고, 고주파수 대역에서 불확실성의 수평타에 미치는 영향을 줄이도록 하기 위하여 (35)와 같이 고주파수 대역에서 큰 게인을 가지는 안정한 유리함수로 선정하였다. 특히 수면근처에서 저속으로 항해하는 경우 선수타가 선미타에 비해 작동범위가 커지므로 전 주파수 대역에서 선수타에 대한 가중함수 게인이 선미타의 가중함수 게인보다 크도록 선정하였다.



(a) $W_1(s)$



(b) $W_2(s)$

그림 7. 가중함수.
Fig. 7. Weighting functions.

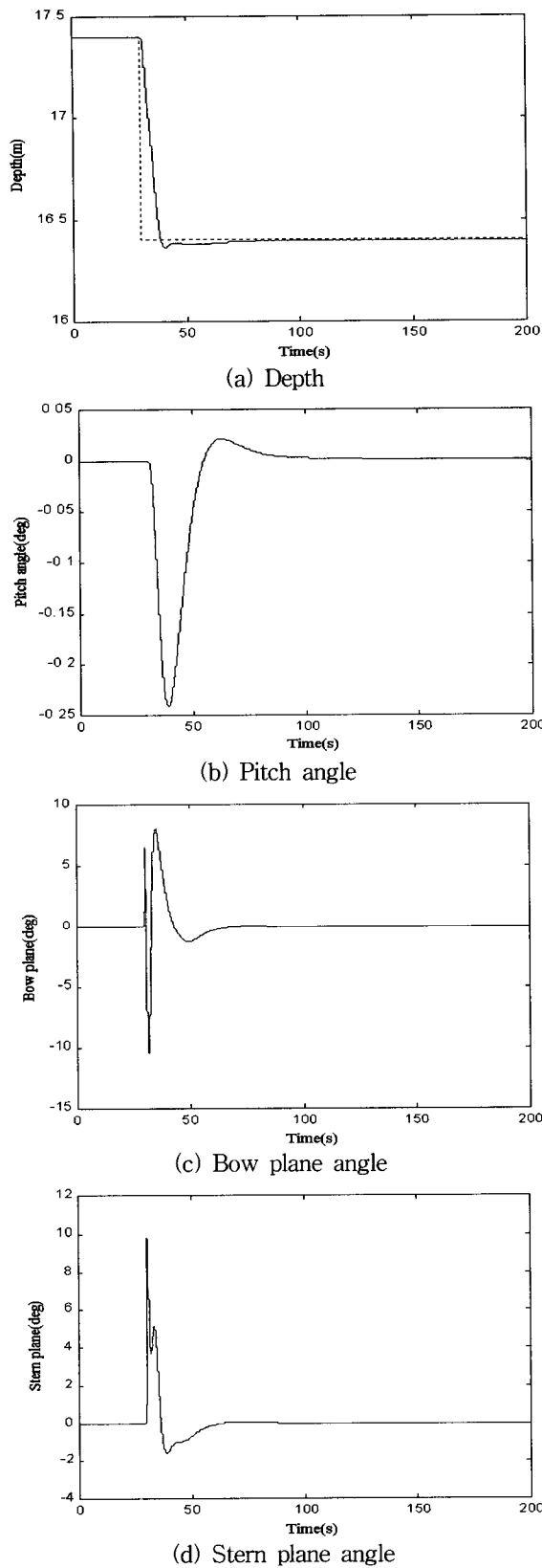


그림 8. 파도가 존재하지 않을 때의 수중운동체의 시스템 응답.
 Fig. 8. Step response of underwater vehicle without wave disturbances.

$$W_1(s) = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_1 s}{s+100} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_2 s}{s+200} \end{bmatrix} \quad (35)$$

여기서 α_1 과 α_2 는 설계 파라미터이다.

$W_2(s)$ 는 파도의 주파수 대역을 고려하여 (36)과 같이 파도의 주파수 대역이상에서 다른 주파수 대역보다 상대적으로 적은 계인을 가지도록 선정하였다.

$$W_2(s) = \begin{bmatrix} \frac{\beta_1}{s+1} & 0 \\ 0 & \frac{\beta_2}{s+2} \end{bmatrix} \quad (36)$$

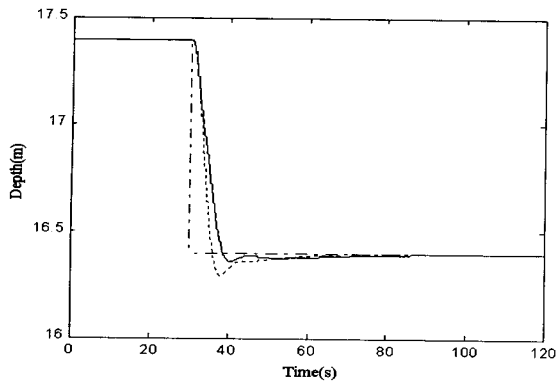
여기서 β_1 과 β_2 는 설계 파라미터이다.

수중운동체의 상태공간모델식에서 심도에 대한 상태방정식 $\dot{z} = w - u_0\theta$ 에서 알 수 있듯이 피치각과 히브 속도가 심도를 결정하며, 따라서 $W_2(s)$ 선정에 있어서 피치각에 대한 가중함수 계인을 심도의 가중함수 계인보다 크게 선정하였다. $W_1(s)$ 과 $W_2(s)$ 는 그림 7에서 나타내었다. 수평타 구동기식을 포함한 제어대상 $\hat{G}(s)$, w_2 에서 y 까지의 외란 식 $E(s)$, 그리고 $W_1(s)$ 과 $W_2(s)$ 를 포함하는 w_1 , w_2 와 u 에서 z_1 , z_2 와 y 까지의 일반화 플랜트를 전달함수로 표현하면 (37)과 같다.

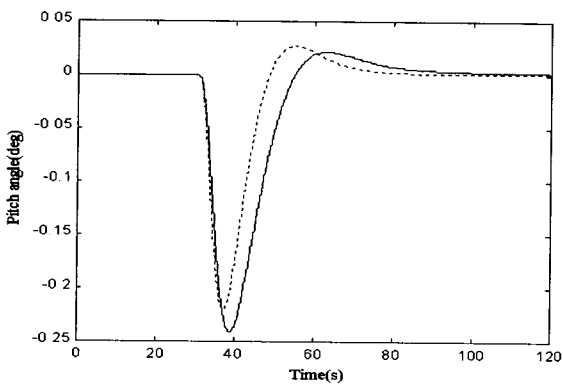
$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & W_1(s) \\ W_2(s) & W_2(s)E(s) & W_2(s)\hat{G}(s) \\ I & E(s) & \hat{G}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ u \end{bmatrix} \quad (37)$$

2. 시뮬레이션 결과 및 고찰

설계된 H_∞ 심도제어기는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 평가하였다. 우선 수중운동체가 현재심도 17.4m에서 목표심도 16.4m로 상승하는 경우에 대한 심도 추종 성능을 나타내는 시뮬레이션을 수행하였으며, 이에 대한 결과를 그림 8에서 나타내었다. 그림 8(a)에서 점선은 명령심도 궤적, 실선은 수중운동체의 심도 궤적을 나타낸다. 수중운동체가 30초에서 목표 지점을 향해 상승한 후, 40초에서 최대 오버슈트량이 약 0.04m 발생하였으며, 116초에서 정상상태에 도달하였다. 그림 8(b)에서는 최대 -0.25° 로 변동하는 피치각을 나타내며, 그림 8(c)와 8(d)는 각각 선수타와 선미타의 제어 편각을 나타낸다. 파도나 모델링 오차 등의 불확실성이 고려되지 않은 경우에 수중운동체는 주어진 목표심도를 안정하고, 빠른 속응성으로 추종함을 알 수 있었다. 피치각은 목표심도 궤적으로 이동하는 시점을 제외하고 전 시뮬레이션 시간동안 0° 를 유지하였다. 그림 9에서는 수중운동체 각 유체계수의 변동으로 인한 모델링 오차가 존재하는 경우에 대한 심도 추종 성능을 나타내었다. 시스템 행렬 A , B 는 여러 가지 유체계수로부터 구성되므로, 유체계수값들의 불확실한 변동을 고려하기 위하여 두 행렬의 각 계수값들이 30% 변동하였을 때의 심도 추종 성능을 모델링 오차가 존재하지 않을 때와 비교하였다. 그림 9(a)에서 일점쇄선은 명령심도 궤적, 실선은 모델



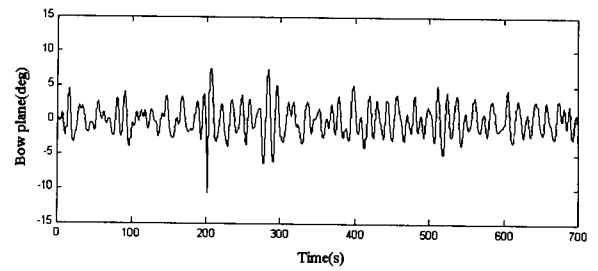
(a) Depth



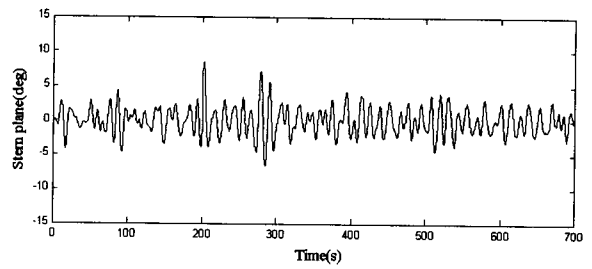
(b) Pitch angle

그림 9. 모델링오차가 존재할 때의 수중운동체의 스텝 응답.

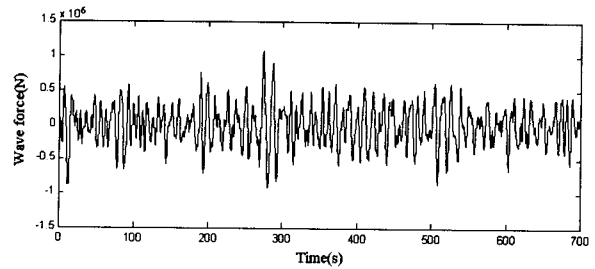
Fig. 9. Step response of underwater vehicle when modeling errors occur.



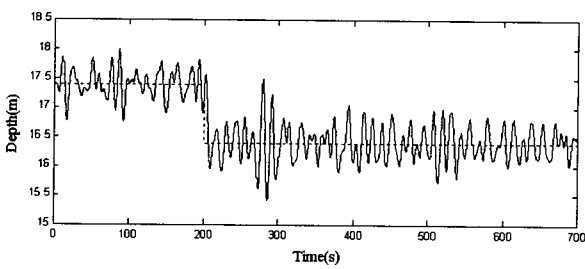
(c) Bow plane angle



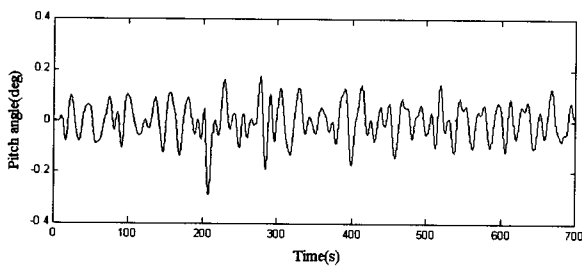
(d) Stern plane angle



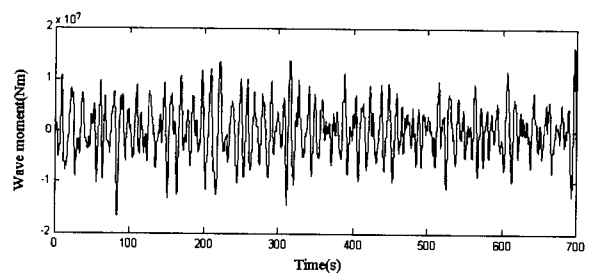
(e) Heave disturbance force



(a) Depth



(b) Pitch angle

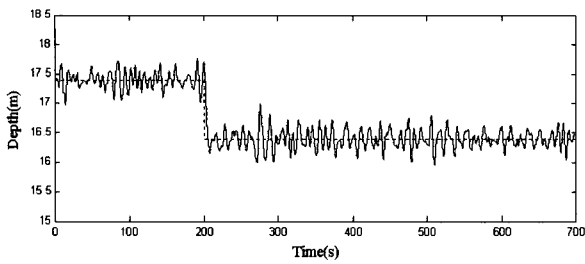


(f) Pitch disturbance moment

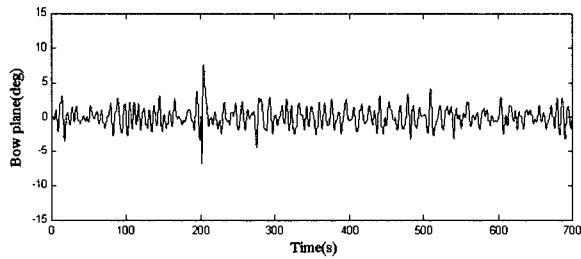
그림 10. 파도와 의 교차각이 0°이며 해상상태 5일 때의 수중운동체의 스텝 응답.

Fig. 10. Step response of underwater vehicle under sea state 5 with encounter angle of 0°.

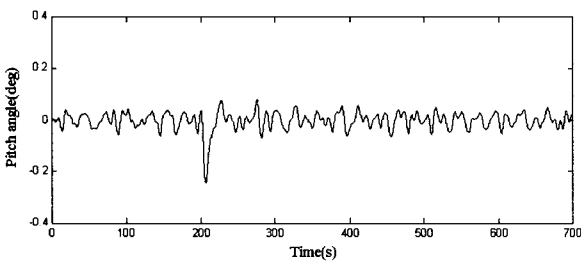
링 오차가 존재하지 않을 때의 심도 궤적, 점선은 모델링 오차가 할 때의 심도 궤적이다. 모델링 오차가 존재하는 경우, 수중운동체가 30초에서 목표 지점을 향해 상승한 후,



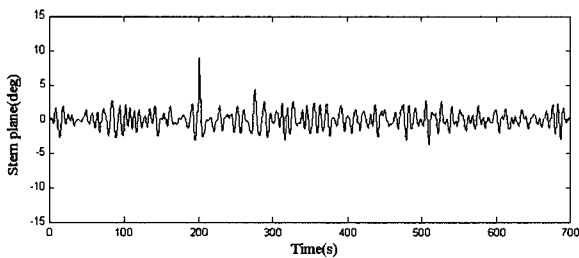
(a) Depth



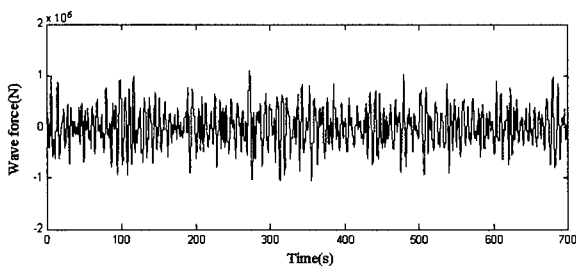
(c) Bow plane angle



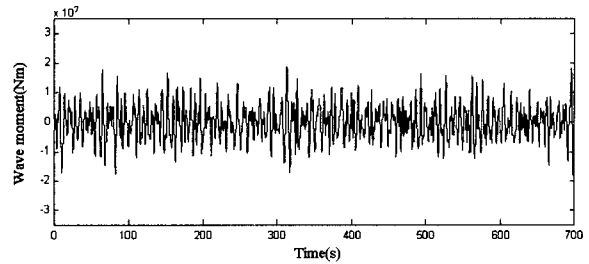
(b) Pitch angle



(d) Stern plane angle



(e) Heave disturbance force



(f) Pitch disturbance moment

그림 11. 파도와와의 교차각이 180° 이며 해상상태 5일 때의 수중운동체의 스텝 응답.

Fig. 11. Step response of underwater vehicle under sea state 5 with encounter angle of 180° .

38초에서 최대 오버슈트량이 약 0.11m 발생하여, 모델링 오차가 존재하지 않은 경우에 비해 0.07m만큼 크게 나타났지만, 82초에서 정상상태에 도달함으로써 모델링 오차가 존재하지 않는 경우에 비해 빠른 속응성을 보임을 알 수 있다. 즉, 모델링 오차가 발생하여 명령심도 추종에 있어 미소한 오버슈트를 발생시켰으나, 빠른 응답성으로 보상하였다. 그림 9(b)에서 점선은 모델링 오차가 존재할 때의 피치각 궤적, 실선은 모델링 오차가 존재하지 않을 때의 피치각이다. 피치각 역시 모델링 오차가 존재할 때, 0° 로 추종하는 데 있어 빠른 응답속도를 나타내었다.

다음은 파도와 모델링 오차가 동시에 존재하는 경우에 대한 심도 추종성능을 나타내었다. 전체 시뮬레이션 시간은 700초이며, 현재심도 17.4m에서 목표심도 16.4m로 상승하도록 하였고, 발생한 파도의 유의파고는 3.2m (sea state 5)로 고려하였으며, 본 논문에서는 수중운동체에 미치는 파도와와의 교차각이 각각 0° 와 180° 일 때를 고려하여 시뮬레이션 하였다. 우선 수중운동체와 파도와와의 교차각이 0° (즉, 파도 방향이 수중운동체의 전진방향과 동일, following seas)일 때의 시뮬레이션 결과를 그림 10에서 나타내었다. 그림 10(a)와 그림 10(b)는 수중운동체에 그림 10(e)와 그림 10(f)의 파도 힘과 모멘트가 작용한 경우, 200초에서 현재심도 17.4m에서 목표심도 16.4m로 상승하도록 하였을 때의 심도 추종성능과 피치각의 변동량을 각각 나타낸 것이다. 이 때의 선수타 및 선미타 제어 편각은 그림 10(c)와 그림 10(d)에서 나타내었다. 시뮬레이션 결과, 수중운동체의 각 파라미터의 불확실한 변동과 파도의 영향 하에서도 설계된 H_∞ 심도제어기는 양호한 심도유지 성능을 나타내었다. 목표심도 16.4m로 상승하였을 때, 심도추종에 있어서 파도의 영향이 다소 컸으나, 시간이 흐르며 따라 그 영향은 감소하였다. 목표심도로 이동하는 시점인 200초에서 피치각과 선수타 및 선미타 역시 다소 큰 변화량을 나타내었지만, 전반적으로 피치각은 $\pm 0.2^\circ$ 의 범위에서 변동하였으며, 그리고 선수타 및 선미타 각은 각각 $\pm 10^\circ$ 의 범위 이상을 벗어나지 않으면서 작동하였다. 그

림 11에서는 수중운동체와 파도와의 교차각이 180° (즉, 파도가 수중운동체와 마주치는 방향, Head seas)일 때의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 11(a)와 그림 11(b)에서 알 수 있듯이, 파도와의 교차각이 0° 일 때에 비해 수중운동체의 심도추종에 있어서 파도의 영향이 매우 줄었으며, 건설한 명령추종 성능을 나타내었다. 현재 심도에서 목표 심도계획으로 상승한 후, 현재 심도에서 운항할 때에 비해 파도의 영향이 다소 크게 나타났지만, 시간이 흐를수록 파도의 영향이 줄어들었다. 피치각과 선수타 및 선미타 각 역시 200초에서 다소 큰 변화량을 나타내었지만, 전 시뮬레이션 동안 피치각은 $\pm 0.1^\circ$ 의 범위로 나타났으며, 선수타 및 선미타 각은 각각 $\pm 5^\circ$ 의 범위에서 작동하였다. 시뮬레이션 결과로부터 파도와의 교차각이 180° 일 때 수중운동체가 운항하는 동안 파라미터의 불확실한 변동이 존재하거나 파도가 발생하는 경우, 파도와의 교차각이 0° 일 때에 비해 매우 양호한 심도유지 성능을 나타내었다.

VI. 결론

본 논문에서는 수면근처에서 지속적으로 운항하는 수중운동체의 일정 심도유지를 위하여, 파라미터의 불확실한 변동에 대하여 건설 안정성을 보장하고, 파도가 존재하여도 주어진 명령 심도를 건설하게 추종하도록 하는 H_∞ 심도제어기를 설계 제안하였다.

제어기 설계를 위하여 수중운동체가 건설한 심도 추종 성능을 가지도록 H_∞ 서보 문제를 적용하였으며, 설계된 심도제어기는 H_∞ 서보 제어기 형태로 구현되었다. 본 논문에서는 H_∞ 서보 문제를 다음과 같이 전개하여 그 해를 구하였다. 즉, H_∞ 서보 문제를 위한 일반화 플랜트를 명령 입력 모드를 포함하는 수정된 일반화 플랜트로 재구성하였고, 수정된 일반화 플랜트에 대하여 H_∞ 제어 문제를 정식화하였다. 이러한 H_∞ 제어 문제에 대하여 LMI에 기초한 해법을 적용하여 주어진 설계사양을 만족하는 최적해를 구하였으며, 이로부터 H_∞ 서보 제어기를 재구성하였다. 시뮬레이션 결과로부터 본 논문에서 설계한 H_∞ 심도제어기는 수중운동체 각 유체계수의 불확실한 변동에도 전체 제어 시스템의 건설 안정성을 보장하였으며, 양호한 심도 추종성능을 나타내었다. 그리고, 수면근처에서 지속적으로 항해하는 동안 발생한 파도 힘과 모멘트의 영향하에서도 수중운동체는 건설한 심도 추종성능을 가짐을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] G. F. Gueler, "Modeling, design and analysis of an autopilot for submarine vehicles," *Inst. Shipbuilding Progress*, vol. 36, pp. 51-85, 1989.
- [2] M. J. Ruth, *Application of synthesis to control design for a submersible vehicle*, Lecture notes from MUSYN, CA, Arcadia, September, 1989.
- [3] S. J. Williams and W. B. Marshfield, " H^∞ multi-variable design of a submarine depth control system," *Inst. of Meas. and Contr., Symp. Appl. Multivariable Syst. Techniques*, pp. 104-205, 1990.
- [4] W. B. Marshfield, "Submarine periscope-depth depth keeping using an H-infinity controller together with sea-noise-reduction notch filters," *Trans. Inst. Mech. Contr.*, vol. 13, no. 5, pp. 233-240, 1991.
- [5] P. Gahinet, "Explicit controller formulas for LMI based H^∞ synthesis," *Automatica*, vol. 32, no. 7, pp. 1007-1014, 1996.
- [6] P. Gahinet and P. Apkarian, "A linear matrix inequality approach to H^∞ control," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, pp. 421-448, 1994.
- [7] J. Hozumi, S. Hara, and H. Fujioka, "Robust servo problem with H_∞ norm constraint," *International Journal of Control*, vol. 66, no. 6, pp. 803-823, 1997.
- [8] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, and B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 8, pp. 831-847, 1989.
- [9] M. A. Abkowitz, *Lectures on ship hydrodynamics steering and maneuverability*, Hydrodynamics Department Hydro-og Aerodynamisk Laboratorium Lyngby, Denmark, 1964.
- [10] 양승윤, 이만형, "무인 수중운동체의 경로추적기와 심도제어기 설계 연구," 제어·자동화·시스템공학논문지, 제4권 제1호, pp. 45-55, 1998.
- [11] 이경중, 이균정, "해상상태와 그 영향에 대한 모델링 (I)," 국방과학연구소 NWSD-513-92800, 1993.
- [12] E. Liceaga-Castro and G. M. van der Molen, "Submarine H_∞ depth control under wave disturbances," *IEEE Transactions on Control System Technology*, vol. 3, no. 3, pp. 338-346, 1995.



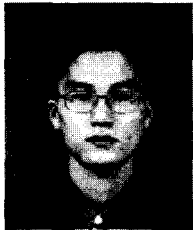
이 만 형

1946년 10월 18일생. 1969년 부산대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1971년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1983년 오리건 주립대학교 전기·컴퓨터공학과 졸업(공학박사). 1975년 ~ 현재 부산대학교 기계공학부 교수, POSCO 석좌교수. 관심분야는 메카트로닉스, 확률제어, 건설제어 이론 및 응용, 랜덤 프로세스 및 파라미터 추정기법, ITS.



정 금 영

1959년 11월 20일생. 1985년 부산대학교 기계공학과 졸업(공학사). 1991년 동 대학원 기계공학과 졸업(공학석사). 1998년 ~ 현재 동 대학원 지능기계공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 건설제어 이론 및 응용, 수중운동체 제어 및 응용, 유압제어 및 계측.



김 인 수

1974년 6월 30일생. 1997년 부산대학교 제어기계공학과 졸업(공학사). 1999년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학석사). 1999년 ~ 현재 동 대학원 지능기계공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 H_∞ 제어, 건설 PID 제어, 수중운동체 제어 및 응용, 시스템규명.



주 호 남

1953년 8월 2일생. 1976년 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1985년 Virginia Poly Tech. Institute & State University 전기공학과 졸업(공학석사). 1991년 University of Washington 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년 ~ 현재 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 연구위원. 관심분야는 컴퓨터비전, 패턴인식, 멀티미디어, 메카트로닉스.

양 승 운

제어·자동화·시스템공학 논문지 제5권, 제4호, 참조.