

## 구조화된 교란에 대한 수중 운동체의 건설 제어기 설계

<sup>0</sup>이갑래, 김삼수, 이재명, 박성희  
국 방 과 학 연 구 소

### Robust Controller Design of Underwater Vehicle Against Structured Perturbation

Kap-Rai Lee, Sam-Soo Kim, Jae-Myoung Lee, and Song-Hui Park  
Agency for Defence Development

**abstract**

The problem of robust control of a underwater vehicle subject to variation of a real parameter and velocity is considered. The controller set which stabilized perturbed plant is chosen using numerical gradient method, and the controller is used for nominal performance and robust performance. Simulation results are presented to show that the precise motion control of the controller is accomplished under perturbation in the system

Performance)과 교란되어진 시스템의 성능(Robust Performance)은 이 제어기 군내에서 찾는 방법으로 제어기를 설계 하였다. 서론에 이어 2장에서는 건설 제어를 위한 수학적 정의를 나타내었으며, 3장에서는 교란되어지는 플랜트에 대해 페루프 시스템을 안정화 시키는 제어기군을 찾는 방법을 나타내었다. 4장에서는 피제어 시스템인 6자유도 운동방정식과 유체역학 계수값의 변화에 대한 선형화 운동방정식을 유도하여 건설한 제어기를 설계하였으며, 5장에서는 유체역학계수값의 변화에 대한 건설성 및 시간응답의 결과를 시뮬레이션을 통하여 나타내었다.

1. 서론

제어기에 의하여 만족되어야 하는 기본적인 실재적인 요구조건은 공칭 시스템의 교란되어지는 범위 내에서 페루프 시스템의 안정성이다. 실제 시스템의 수학적 모델링과 시스템 구조가 잘 알려지지만 모델에서의 물리적인 변수의 수치적 값에 대한 불확실성이 존재하는 경우는 전달함수의 크기(norm)로서 플랜트 교란을 나타내는 비구조화된 교란에 대한 건설 제어이론[[4] ~ [7]]의 접근방식은 실제 교란되어지는 플랜트 보다는 더욱 많은 종류의 플랜트를 안정화 시키는 제어기를 설계하는 문제이므로 매우 보수적이고 비현실적이다. 이런 이유로 구조화된 교란에 대한 건설 제어이론들이 많이 제안되어져 왔다[[1] ~ [3]]. 특히 [1]에서는 특성 다항식의 계수값이 플랜트의 물리적 변수에 선형적으로 나타내어지는 경우에 대해서, 물리적 변수의 공간 상에 안정성의 최대구의 영역을 나타내는 기하학적 방법을 제시하였다.

2. 수학적 정의

수중 운동체를 다음과 같은 단일입력(여러 출력)으로 나타낸다. 여기서  $G(s)$ 는 플랜트 전달함수이고  $C(s)$ 는 제어기 전달함수이다.

$$G(s) = \frac{1}{d(s)} \begin{bmatrix} n_1(s) \\ n_2(s) \\ \vdots \\ n_m(s) \end{bmatrix} = n(s) d(s)^{-1} \quad (2.1)$$

$$C(s) = \frac{1}{d_c(s)} [ n_{c1}(s) \ n_{c2}(s) \ \dots \ n_{cm}(s) ] \\ = d_c^{-1}(s) n_c^T(s) \quad (2.2)$$

본 논문에서는 수중 운동체의 운동 방정식 모델링시에 발생하는 유체 역학 계수값의 불확실성과 속도 변화로 인하여 교란되어지는 플랜트에 대해서 건설한 제어기를 설계하기 위하여 구조화된 교란에 대한 건설 안정화 해석방법[1]을 이용하여 수중 운동체의 운동 제어기를 설계하고자 한다. 즉, 주어진 제어기의 차수 내에서 물리적 변수들의 교란되어지는 범위에 대해 페루프 시스템을 안정화 시키는 제어기군을 기율기 수치 해석법(Numerical gradient Method)을 이용하여 찾고 공칭 시스템의 성능(Normal

여기서  $d(s)$ 와  $d_c(s)$ 는  $G(s)$ 와  $C(s)$ 의 모든 요소의 최소 공통분모이며 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$d(s) = d_0 s^n + \dots + d_0 \quad (2.3)$$

$$n(s) = n_0 s^n + \dots + n_0 \quad (2.4)$$

$$d_c(s) = d_{c0} s^k + \dots + d_{c0} \quad (2.5)$$

$$n_c^T(s) = n_{c1}^T(s) \dots + n_{c0}^T \quad (2.6)$$

여기서  $d_i$  와  $d_{ci}$  는 실수 스칼라이고  $n_i$  와  $n_{ci}^T$  는  $m \times 1$  상수 실수 벡터이다. 그러면 페루프 특성 다항식은 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned} \delta(s) &= d_c(s) d(s) + n_c^T(s) n(s) \\ &= \delta_0 + \delta_1(s) + \dots + \delta_n s^n \end{aligned} \quad (2.7)$$

여기서  $n = k + q$  이며 페루프 특성 벡터와  $Rm(1+q)$ 에 속하는 플랜트 변수 벡터를 각각 다음과 같이 나타낸다.

$$\delta = [\delta_n \ \delta_{n-1} \ \dots \ \delta_0]^T \quad (2.8)$$

$$p = [n_0^T \ d_0 \ \dots \ n_q^T \ d_q]^T \quad (2.9)$$

$Rm(1+q)$ 에 속하는 공칭 플랜트 변수 벡터와 교란 벡터는 다음과 같이 나타내어진다.

$$p^0 = [n_0^{0T} \ d_0^0 \ \dots \ n_q^{0T} \ d_q^0]^T \quad (2.10)$$

$$\Delta p = [\Delta n_0^T \ \Delta d_0 \ \dots \ \Delta n_q^T \ \Delta d_q]^T \quad (2.11)$$

플랜트 변수 벡터  $P$ 는 다음 식으로 표현되어진다.

$$p = p^0 + \Delta p \quad (2.12)$$

따라서 페루프 특성 벡터  $\delta$ 는 다음 식을 만족한다.

$$\delta = X p \quad (2.13)$$

$$P x = \delta \quad (2.14)$$

$$X = \begin{bmatrix} & & & n_{ck} & d_{ck} \\ & & & n_{ck} & d_{ck} & \dots & : & : \\ n_{ck} & d_{ck} & : & : & : & : & : & : \\ : & : & : & : & \dots & n_{c0} & d_{c0} & \\ : & : & n_{c0} & d_{c0} & & & & \\ n_{c0} & d_{c0} & & & & & & \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$P = \begin{bmatrix} n_q^T & d_q & n_q^T & & & & & & \\ : & : & : & & & & & & \\ : & : & : & : & : & : & n_q^T & d_q & \\ n_0^T & d_0 & : & : & : & : & : & : & \\ & & n_0^T & : & : & : & : & : & \\ & & & & & & & & n_0^T & d_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

여기서  $X \in R^{(k+q+1) \times [m(1+q)]}$ ,  $p \in R^{(1+q)}$ ,  
 $P \in R^{(k+q+1) \times [(1+m)(k+1)]}$

실제 시스템에서 물리적 변수인 주된 변수와 이의 공칭값과 교란값의 벡터를 각각 다음과 같이 나타낸다.

$$a = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_1]^T, \ a \in R^1 \quad (2.17)$$

$$a^0 = [a_1^0 \ a_2^0 \ \dots \ a_1^0]^T, \ a^0 \in R^1 \quad (2.18)$$

$$\Delta a = [\Delta a_1 \ \Delta a_2 \ \dots \ \Delta a_1]^T, \ a \in R^1 \quad (2.19)$$

복소평면  $C$ 를  $C = C^+ \cup C^-$  로 나타내면  $C^+$  와  $C^-$  는 다음식  
 으로 표현되어진다.

$$C^+ = \{s | \text{Re } s > 0\}, \ C^- = \{s | \text{Re } s < 0\} \quad (2.20)$$

$Z(\delta)$ 을 다항식  $\delta(s)$ 의 영점으로 나타내고  $H_n$ 을  $C^-$ 에 영점을 갖는  $n$ 차 다항식으로 정의하면  $H_n$ 은 다음 식으로 표현되어진다

$$H_n = \{\delta | \delta \in R^{n+1}, \delta_n \neq 0, Z(\delta) \in C^-\} \quad (2.21)$$

### 3. 건설 제어 알고리즘

식(2.9)에서의 전달함수 계수 벡터  $P$ 가 주된 변수 벡터  $a$ 에 선형적으로 종속되어진다면 다음 식으로 표현되어진다.

$$p = Aa + b \quad (3.1)$$

식(3.1)을 (2.13)에 대입하면 다음 식의 페루프 특성 다항식이 얻어진다.

$$XAa + Xb = 0 \quad (3.2)$$

윗식은 변수 벡터  $a$ 를 특성 벡터  $\delta$ 로의 단일차 변환 (affine transformation)을 보여준다.  $C(s)$ 가 (2.5)와 (2.9)식과 같은 고정된 제어기라면 주된 변수 벡터  $a$ 의 공간상에서  $a^0$ 에 원점을 둔 가장 큰 안정성 구의 반경은 다음 식으로 주어진다[11].

$$\rho(a^0) = \min(r_0, r_n, r) \quad (3.3)$$

여기서

$$r_0 = \begin{cases} \infty & ; X_1 A = 0, X_1 a \neq 0 \\ \frac{1}{|X_1 A|_2} |X_1 A a^0 + X_1 b| & ; X_1 a \neq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$r_n = \begin{cases} \infty & ; X_f A = 0, X_f a \neq 0 \\ \frac{1}{|X_1 A|_2} |X_1 A a^0 + X_1 b| & ; X_f a \neq 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$r^2 = \inf_{\omega} r^2(\omega) \quad (3.6)$$

$$r(\omega) = (a^0 - \tau(\omega))^T \tilde{Q}(\omega) (a^0 - \tau(\omega)) \quad (3.7)$$

$$\tau a(\omega) = A_1^{-1} P_1(\omega) 1_t - A_1^{-1} b_1 = \tilde{P}(\omega) 1_t + \tau(\omega) \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} 1_t &= [A_2 \ A_1^{-1} P_1(\omega) - P_2(\omega)]^{-1} [A_2 A_1^{-1} b_1 - b_2] \\ &= B(\omega)^{-1} c \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$P(\omega) = \begin{bmatrix} P_1(\omega) \\ P_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1^{-1} \Phi(\omega) & -X_1^{-1} X_J \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\Phi(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ 0 & 1 & & & \\ \omega^2 & 0 & : & 1 & \\ & \omega^2 & & 0 & \\ & & & : & \omega^3 \end{bmatrix} \in R^{(n+1) \times (n-1)} \quad (3.11)$$

여기서 A와 X는 다음 식으로 분리할 수 있다. ( $n + m \geq p$ )

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} ; A_1 \in R^{1 \times 1}, A_2 \in R^{(k-1) \times 1} \quad (3.12)$$

$$X = [X_1, X_2] \quad (3.13)$$

$A_1$ 와  $X_1$ 는 정방행렬이고 정칙(non-singular)이다.

주어진 공칭 플랜트와 교란에 대해서 견실한 제어기 설계는 파라미터 a의 공간상에서 안정한 구의 범위가 파라미터 변위의 영역을 포함하도록 설계 해야 하며 제어기의 차수는 위의 조건을 만족 할때까지 증가 시킨다. 식(3.3) ~ (3.6)의  $r_0, r_n, r$ 는 X의 함수이므로  $\rho(x)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$\rho(x) = \min \{ r_0(x), r_n(x), r(x) \} := J(x) \quad (3.14)$$

주어진 제어기의 차수 내에서 설정되어진 교란  $\rho_r$ 에 대해 플랜트를 안정화시키는 제어기가 존재한다면 이 제어기의 세트는 다음 기울기 수치 해석법(Numerical Gradient Method)에 구해질 수 있다. 성능지수(Performance Index)를 J(x)로 나타내면 최적화 문제는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\max_x J(x) = \max_x [ \min \{ r_0(x), r_n(x), r(x) \} ] \quad (3.15)$$

k번째 반복에서의 제어기를  $x_k$ 로 나타내면 (k+1)번째 제어기  $x_{k+1}$ 는 다음 식을 만족하도록 선택해야만 한다.

$$\rho(x_{k+1}) > \rho(x_k) \quad (3.16)$$

만일  $x_{k+1}$ 를 아래 식으로 두면

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= x_k + \tau \frac{\delta \rho(x_k)}{\delta(x_k)} \\ &= x_k + \tau \frac{\Delta \rho(x_k)}{\Delta x_k} \end{aligned} \quad (3.17)$$

J( $x_k$ )의 변이  $\delta J$ 는 다음식을 만족한다

$$\begin{aligned} \delta J &= \rho(x_{k+1}) - \rho(x_k) = \frac{\Delta \rho(x_k)}{\Delta x_k} \Delta x_k \\ &= (\tau) \left( \frac{\Delta \rho(x_k)}{\Delta x_k} \right) \left( \frac{\Delta \rho(x_k)}{\Delta x_k} \right) > 0, \tau > 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

k번째 반복(iteration)에서 단계크기  $\tau$ 는  $\rho(x_{k+1})$ 를 극대화 시키면서 페루프 시스템을 안정화 시키도록 선택되어져야 한다. 즉

$$P^0 x_{k+1} = \delta_{k+1} \in H_n \quad (3.19)$$

여기서  $P^0$ 는 공칭 플랜트를 나타내고  $\delta_{k+1}$ 는 k번째 반복에서의  $\delta$ 를 나타낸다. 위의 식을 다시 정리하면

$$P^0(x_k + \Delta x_k) = P^0 x_k + P^0 \Delta x_k = \delta_k + \Delta \delta_k \quad (3.20)$$

$\rho(\delta_k)$ 는 k번째 반복되어지는 제어기에 대해서 가장 큰 안정한 구의 반경을 나타낸다. 따라서 아래 식을 만족하도록  $\Delta x_k$ 를 선택하면  $x_{k+1}$ 는 페루프를 안정화 시키는 제어기다.

$$|P^0 \Delta x_k|_2 \leq \rho(\delta_k)$$

$$|\Delta x_k|_2 \leq \frac{\rho(\delta_k)}{|P^0|_F} \quad (3.21)$$

윗 식으로부터 페루프 시스템을 안정화 시키는 증분크기(Step size)  $\tau$ 는 아래 식을 만족하도록 선택하면 된다.

$$\lambda < \frac{\rho(\delta_k)}{|P^0|_F \left| \frac{\rho \delta x_k}{\delta x_k} \right|} \quad (3.22)$$

주어진 제어기 차수 내에서 안정한 구의 반경을 최대화 시키는 제어기  $x^*$ 가 (k + n)번째 반복에서 얻어지고 안정한 구의 반경  $\rho(x)$ 가 k번째 반복에서 다음 식을 만족했다면

$$\rho(x) > \rho_r \quad (3.23)$$

주어진 교란 반경  $\rho_r$ 에 대해 견실한 제어기 세트는 다음 식으로 주어진다.

$$\{ x_k, x_{k+1}, \dots, x_{k+n} \} \quad (3.24)$$

교란변수가  $a_1, a_2$ 일경우 이것을 그림으로 나타내면 아래 그림과 같다

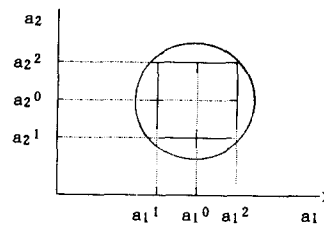


그림1. 2차원 공간에서의 교란범위 및 반경  
Fig1. Perturbation bounds and radius in two dimensional space

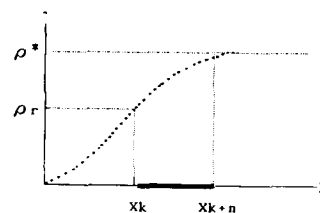


그림2. 견실한 제어기 세트  
Fig2. Robust controller set

4. 수중 운동체의 건설 제어기 설계

6 자유도를 갖는 수중 운동체의 수직면 운동 방정식은 다음과 같다.

$$(m - X_{\dot{\theta}}) \dot{u} = X_u u - m \sin\theta_0 q - (W - B) \cos\theta_0 \theta$$

$$(m - Z_{\dot{w}}) \dot{w} - Z_{\dot{q}} \dot{q} = z_w w + (Z_q + m \cos\theta_0) q - (W - B) \sin\theta_0 \theta + Z_{\delta_0} \delta_0$$

$$M_{\dot{\theta}} \dot{\theta} + M_{\dot{w}} \dot{w} + (M_{\dot{q}} - I_y) \dot{q} = -M_u u - M_w w - M_q q - B(Z_B \cos\theta_0 - X_B \sin\theta_0) \theta + M_{\delta_0} \delta_0$$

$$\dot{\theta} = q$$

$$\dot{z} = -U_0 \theta + \omega$$

여기서  $u, w$ 는 동체 좌표계의  $x$ 축과  $y$ 축 방향의 속도를 나타내고  $q$ 는  $y$ 축 방향의 각속도를 나타내며  $\theta$ 는 오일러각중 피치(pitch)를 나타낸다. 유체 역학 계수값들  $M_q, z_q$ 는 다음과 같이 주어진 범위 내에서 변한다고 가정한다.

$$\begin{aligned} -4.94 \times 10^{-3} &\leq M_q \leq -2.94 \times 10^{-4} \\ -1.21 \times 10^{-2} &\leq z_q \leq -6.16 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

상태변수  $x_s$ 와 출력 벡터  $y$ 를 아래와 같이 나타내면

$$\begin{aligned} X_s^T &= [u, w, q, \theta, z] \\ y^T &= [\theta, \theta, z] \end{aligned}$$

제어입력  $u = \delta_0$ 를 갖는 전달함수  $G(s)$ 는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{1}{d(s)} \begin{bmatrix} n_1(s) \\ n_2(s) \\ n_3(s) \end{bmatrix}$$

여기서

$$d(s) = as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e$$

$$a = 0.63 \times 10^1$$

$$b = -0.97 \times 10^4 M_q + 0.16 \times 10^3 Z_q + 0.14 \times 10^2$$

$$c = -0.2 \times 10^5 M_q - 0.55 \times 10^4 Z_q + 0.7$$

$$d = -0.6 \times 10^4 M_q - 0.2 \times 10^4 Z_q - 0.26$$

$$e = 0.4$$

$$n_1(s) = A_0 s^2 + B_0 s + C_0$$

$$A_0 = -19.7$$

$$B_0 = -65.0$$

$$C_0 = -21.1$$

페루프 특성 벡터는 다음과 같이 결정되어진다.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{c0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{c0} & 0 & 0 & 0 & n_{c0} \\ 0 & d_{c0} & 0 & 0 & 0 & 0 & n_{c0} & 0 \\ d_{c0} & 0 & 0 & 0 & 0 & n_{c0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{c0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_0 \\ d_3 \\ d_4 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix} = \delta$$

전달함수로부터 전달함수 계수  $n_j d_i$ 와 물리적인 변수  $M_q, z_q$ 와의 관계식은 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_0 \\ d_3 \\ d_4 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.61 \times 10^4 & -0.2 \times 10^4 \\ -0.2 \times 10^5 & -0.5 \times 10^4 \\ 0 & 0 \\ -0.97 \times 10^4 & 0.16 \times 10^3 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_q \\ z_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.26 \\ 0.7 \\ 0.4 \\ 14 \\ 6.3 \\ -21.1 \\ -6.5 \\ -19.7 \end{bmatrix}$$

식 (3.3)과 (3.5)로부터 다음 식을 얻는다.

$$r_0 = \infty, r_n = \infty$$

식 (3.6) ~ (3.9)식으로부터

$$\begin{aligned} t_a(\omega) &= \begin{bmatrix} t_{M_q}(\omega) \\ t_{z_q}(\omega) \end{bmatrix} \\ t_{M_q}(\omega) &= \frac{10^{-4}}{d_{c0}} [-2.1\omega^2 l_0 + 5.26\omega^2 l_1 - 2.1 l_2 - 110.986 n_{c0} + 136.5 n_{c0}] \\ t_{z_q}(\omega) &= \frac{10^{-4}}{d_{c0}} [6.42\omega^2 l_0 - 21\omega^2 l_1 + 6.42 l_2 + 443.1 n_{c0} - 417.3 n_{c0}] \end{aligned}$$

$$l_0 = 6.3 d_{c0}$$

$$l_1 = (13.48 \omega^2 d_{c0} + 14.78 d_{c0} + 234.18 n_{c0}) / (1 - 5.44 \omega^2)$$

$$l_2 = \frac{0.4 d_{c0}}{\omega^2}$$

$$r^2(\omega) = (M_q^0 - t_{M_q}(\omega))^2 + (z_q^0 - t_{z_q}(\omega))^2$$

3장에서 의 제어 알고리즘에 따르면 0차계 제어기일 경우  $n_{c0}/d_{c0} \geq 5.0$  이면 주어진 교란 범위에 대해서 페루프 시스템을 안정화 시킨다. 따라서 성능을 고려하여  $n_{c0}/d_{c0} =$

5.6 을 택할 경우  $r^2 = \min r^2(\omega) = 4.23 \times 10^{-5}$  을 얻는다. 따라서 안정된 영역의 반경은 다음 식으로 주어진다.

$$\rho(a^0) = 6.51 \times 10^{-3}$$

교란범위와 안정성 영역을 그림으로 나타내면 다음과 같다.

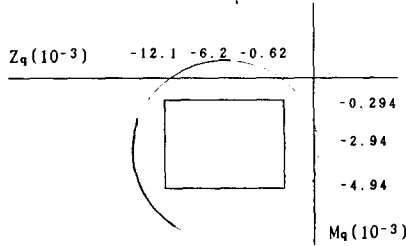


그림3.  $M_q$ 와  $Z_q$  공간에서의 안정성 영역과 교란범위  
Fig3. Perturbation bounds and stability regions in  $m_q$  and  $z_q$  space.

수중 운동체의 각 유도(Guidance) 과정에서의 유도 명령어는 초기 중간 유도시는 깊이 명령어가 정해지고, 다음 탐색 과정에서는 피치 명령어가 만들어지며 마지막 종말 유도에서는 피치 변화를 명령어가 주어지므로 각 과정에서의 제어 구조를 다음과 같이 정하였다.

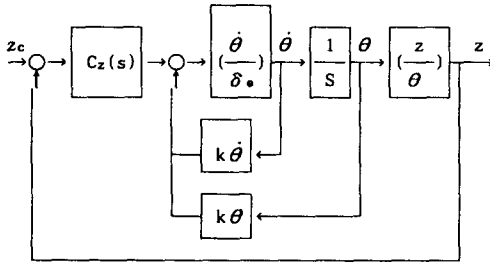


그림4. 심도 제어기  
Fig4. Depth controller

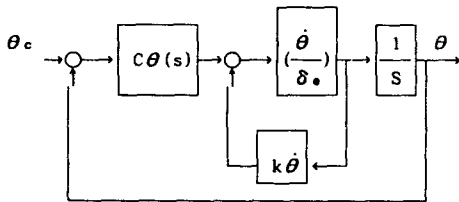


그림5. 피치 제어기  
Fig5. Pitch controller



그림6. 피치변화율 제어기  
Fig6. Pitch rate controller

3장에서 제어 알고리즘에 따라 교란 범위에 대해서 전체 페루프 시스템을 안정화 시키면서 성능을 만족하는 제어기는 다음과 같다.

- 피치 변화율 제어기

$$C\theta(s) = 5.6$$

- 피치 제어기

$$C\theta(s) = 2.5 + \frac{0.03}{s}, \quad k\theta = 5.6$$

- 심도 제어기

$$C_z(s) = - \left( \frac{0.05s + 0.02}{0.055s + 0.06} \right), \quad k\dot{\theta} = 5.6, k\theta = 2.5$$

유체역학 계수값의 교란에 속도의 변화치를 더했을 경우, 즉

$$(M_q^1 = -4.94 \times 10^{-3}) \leq M_q \leq (-2.94 \times 10^{-4} = M_q^2)$$

$$(Z_q^1 = -1.21 \times 10^{-2}) \leq Z_q \leq (-6.16 \times 10^{-4} = Z_q^2)$$

$$(U^1 = U_0 - 8) \leq Z_q \leq (U_0 + 4 = U^2)$$

유사한 방법으로 제어기는 각각 다음과 같이 찾아진다.

- 피치 변화율 제어기

$$C\dot{\theta}(s) = \frac{9.53s + 32.4}{9.53s + 33.3}$$

- 피치 제어기

$$C\theta(s) = 3.5 + \frac{0.03}{s}, \quad k\dot{\theta} = 5.6$$

- 심도 제어기

$$C_z(s) = - \left( \frac{0.05s + 0.025}{0.05s + 0.06} \right), \quad k\dot{\theta} = 7.6, k\theta = 3.5$$

## 5. 시뮬레이션 및 결과

위에서 구한 제어기는 디지털 컴퓨터로 구현되므로 시뮬레이션에서는 되먹임 신호의 샘플링과 제어 입력 추기를 실제 하드웨어 구현시의 샘플링과 같이 주었으며 구동부는 2차계로 모델링하고 되먹임 신호의 출력 센서 오차도 차이로와 가속도 센서 오차사양에 따라 모델링하여 시뮬레이션을 수행하였다. 설계된 제어기에 대하여 공칭 플랜트와 교란되어진 플랜트에 대한 시간 응답과 승강타의 출력을 각각 나타내었다. 교란 되어진 플랜트에 대해서는  $M_q = M_q^2$ ,  $Z_q = Z_q^2$ ,  $U = U_0$  경우와  $M_q = M_q^2$ ,  $Z_q = Z_q^2$ ,  $U = U^1$ 의 경우에 대해서 응답 결과를 나타내었다. 심도 제어기에서는 심도명령어를 70m 로 주고 심도 응답과 피치, 피치변화율 응답을 나타내었으며 피치 제어기에서는 피치 명령어를 10도 로 주었으며 피치 변화율제어기에서는 5초간격으로 -5도/초 와 5도/초의 명령어를 교대로 주었다. 본 논문의 알고리즘에 따라 설계된 1차계 제어기는 교란되어진 시스템에 대해서도 만족할만한 성능을 나타내었다.

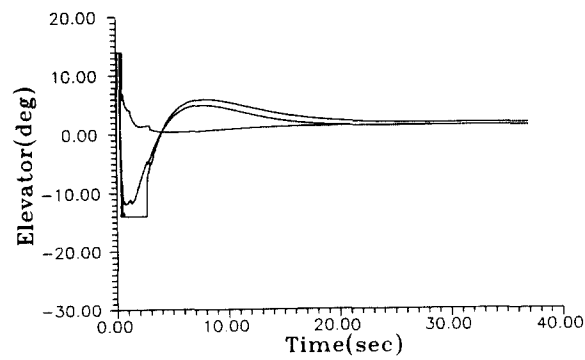
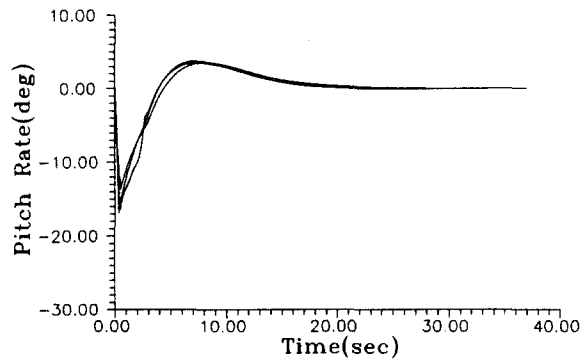
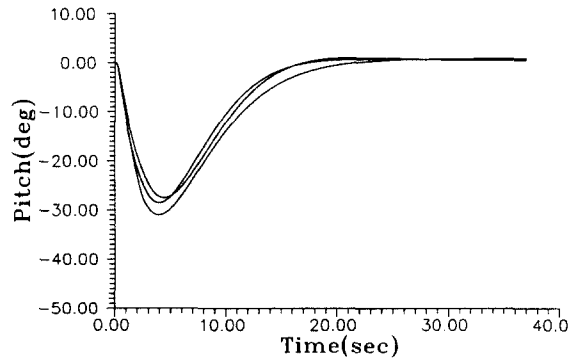
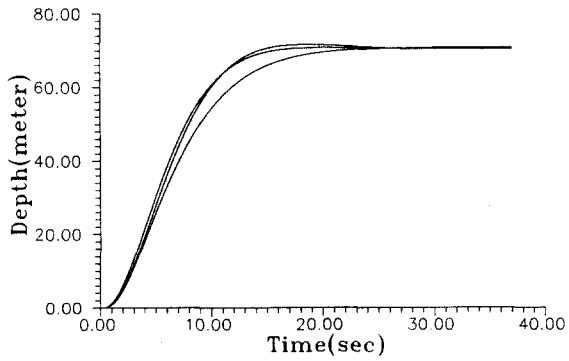


그림7. 심도 제어 응답  
Fig7. Depth control response

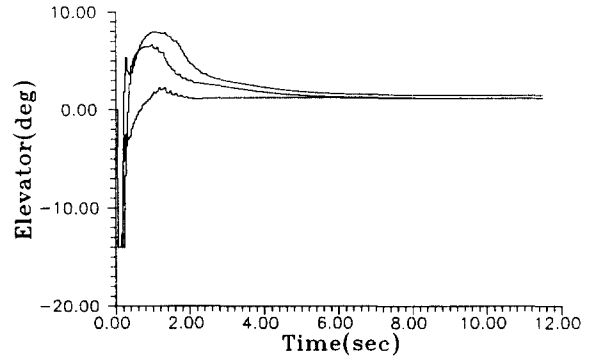
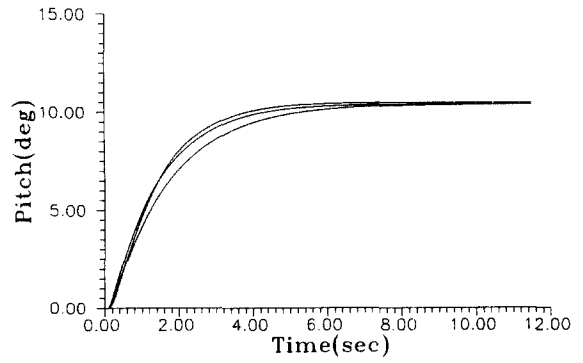


그림8. 피치제어 응답  
Fig8. Pitch control response

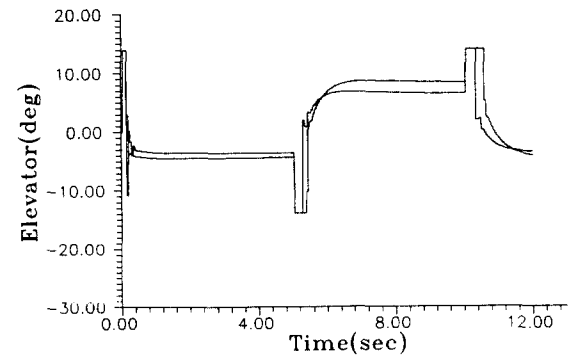
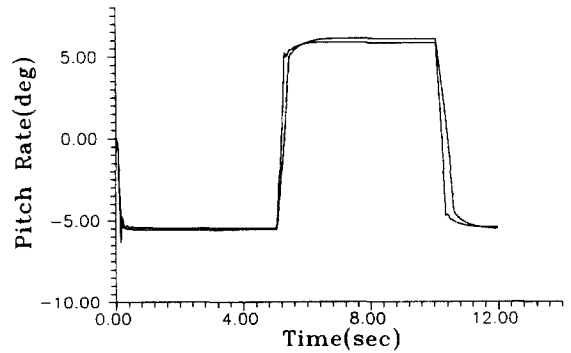


그림9. 피치변화율 제어 응답  
Fig9. Pitch rate control response

## 6. 결론

수중운동체의 실제 시스템의 모델링시에 발생하는 물리적 변수 값에 대한 불확실성과 주행조건의 변화, 즉 속도의 변화시에도 성능을 만족하는 견실한 제어기 설계를 위해 설정되어진 교란에 대해 안정성을 보장하는 제어기군을 찾아서 이 제어기 군내에서 공칭시스템과 교란되어진 시스템에 대해 성능을 만족하는 제어기 설계하였다. 또한 수중운동체의 주행조건 및 하드웨어 구현조건등을 고려하여 적절한 제어구조를 설정하였다. 구동장치 및 항법장치등의 관련 부시스템(subsystem)의 모델링을 포함한 전체 제어 시스템 시뮬레이션결과 설계된 제어기는 공칭 시스템 뿐만아니라 교란되어진 시스템에 대해서도 만족할만한 성능을 나타내었다.

## 7. 참고 문헌

- [1] R.M.Biernacki, H.Hwang, and S.P.Bhattacharyya, "Robust Stability with structured real parameter perturbations", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-32, no.6, pp.495-505, 1987.
- [2] Chieh-Li Chen and Neil Munro, "Calculation of the Largest Generalized Stability Hypersphere in the Robust Stability Problem for the Maximum Setting-Time Damping-Ratio cases", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.36, No.6, pp.756-759, June, 1991.
- [3] B.R.Barmish, "A generalization of kharitonov's four - polynomial concept for robust stability problem with linearly dependent coefficient perturbations", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-34, No.2, pp.157-167, 1989.
- [4] H.Kimura, "Robust Stability of a class of Transfer Functions", IEEE Trans. Automat. Contr., pp 788-793, sept. 1984.
- [5] J.C.Doyle and G.Stein, "Multivariable Feedback Design : Concept for a Classical/Modern Synthesis, "IEEE Trans. Automatic Contr., Vol.AC-26, pp.4-16, Feb. 1981.
- [6] G.Zames and B. Francis, "Feedback minimax sensitivity and optimal robustness, " IEEE Trans. Automat.Contr., Vol.AC-28, no.5, pp.585-600, 1983.
- [7] M. Vidyasager, Control System Synthesis : A Factorization Approach, Combridge, MA : The MIT Press, 1985.
- [8] 김삼수, "강인한 운동제어기의 최적 설계를 위한 고전적 기법과 현대적 기법의 결합", 1990, 한국 자동제어 학술회지 논문집, Vol.1, pp.485-492.
- [9] B.D.O. Anderson, J.B.Moore, "Linear Optimal Control ", Prentice-hall, Inc., 1971.
- [10] A.Strumpf and G.Anguill, " A study of Longitudinal Dynamic Stability Criteria for Torpedo", Davision laboratory Report 1001, 1963.
- [11] Humphreys, D.E., "Development of the Equations of Motion and Transfer Functions for Underwater Vehicles", NCSL. TR 287-76, Tul., 1976.