공학석사 학위논문

# 디지털 조속기에 의한 선박용 디젤기관의 속도제어에 관한 연구

A Study on the Speed Control of the Diesel Engine with a Digital Governor

지도교수 정 병 건

2000년 2월

한국해양대학교 대학원

기 관 공 학 과

김 현 주

# 목　　　차

# A Study on the Speed Control of the Diesel Engine with a Digital Governor

Kim Hyun-ju

Department of Marine Engineering,

Graduate School of Korea Maritime University

## Abstract

The marine propulsion diesel engine with mechanical-hydraulic governor has been widely used to control the engine speed.

But these days, marine propulsion disesel engine tends to become slower in speed and longer in stroke for higher engine efficiency, so it leads to difficulty for the mechanical-hydraulic governor to regulate the speed of high power engine with long stroke and low speed, because of the jiggling caused by rough fluctuation of rotating torque and the hunting by long dead time occurred in fuel combustion process.

To cope with these difficulties, engine manufacturers highly reco-mmend to adopt digital governor for the longer stroke and slower speed engine.

Most of the digital governors adopt the feedback control method in which the only engine rpm-signal is used, but it does not work effectively when the load variation occurs.

In this paper, the author considers the perturbation of engine parameters as the modeling uncetrainties and designs not only the robust speed controller but fuzzy speed controller for the engine.

Through the computer simulation, the performances of both controlle-rs are compared and reviewed.

## Nomenclature

$A$ : System matrix of the plant.

$B$ : Control matrix of the plant.

$B_1, B_2$ : Control matrix of the generalized plant.

$C$ : Output matrix of the plant.

$C_1, C_2$ : Output matrix of the generalized plant.

$D$ : Used for disturbance matrix, diagonal scaling matrix and the output matrix.

$D_{11}, D_{12}$ : Output matrix of the generalized plant.

$E$ : Matrix related to noise.

$e$ : Error signal vector.

$F(s)$ : Transfer function matrix of the feedforward controller.

$F(z)$ : Bilinear transformation of the $F(s)$.

$F_l(G, K)$ : Lower linear fractional transfomation of the generalized plant and the controller.

$G(s)$ : Transfer function matrix of the generalized plant.

$G_c(s)$ : Transfer function matrix of the combustion subsystem.

$G_{ed}(s)$ : Transfer function matrix of the plant from the disturbance $d$ to the error signal $e$.

$G_{er}(s)$ : Transfer function matrix of the plant from the reference input $r$ to the error signal $e$.

$G_r(s)$ : Transfer function matrix of the rotational subsystem.

$G_{yr}(s)$ : Transfer function matrix of the plant from the reference signal $r$ to the signal $y$.

$H_\infty$ : The set of asymtotically stable transfer functions $X$, with $\|X\|_\infty < \infty$

$K(s)$ : Transfer function matrix of the controller.

$K(z)$ : Bilinear transformation of the $K(s)$.

$K_a$ : Gain of the actuator.

$K_c(s)$ : Gain of the combustion subsystem.

$K_e(s)$ : Gain of the experimental engine.

$K_r(s)$ : Used for both gain of the rotational subsystem and gain related to fuel pump rack index of the engine.

$K_s(s)$ : Gain related to error speed signal of the engine.

$\widehat{K}(s)$ : Transfer function matrix of the controller from the modified $H_\infty$ control problem.

$\mathbb{K}_s(P_{nom})$ : Class of the robust servo controller.

$L(s)$ : The loop transfer function matrix of the plant.

$L_\infty$ : The set of all proper transfer functions $X$, with $\|X\|_\infty < \infty$.

$m1$ : Number of exogenous inputs, i.e., the size of $w$.

$m2$ : Number of control inputs, i.e., the size of $u$.

$n$ : Number of modeling uncertainties.

$n_c$ : Number of cylinders.

$n_e$ : Revolution per minute of the engine.

$P(s)$ : Transfer function matrix of the plant.

$P_{nom(s)}$ : Transfer function of the nominal plant.

$P_{real(s)}$ : Transfer function of the real plant.

$RH_\infty$ : Set of proper and stable real rational transfer functions.

$R$ : Vector space of real matrices.

$R^{m1}$ : Vector space of $m1$ real matrices.

$R^{m2}$ : Vector space of $m2$ real matrices.

$R^{p1}$ : Vector space of $p1$ real matrices.

$R^{p2}$ : Vector space of $p2$ real matrices.

$R_p^{m2} \text{ x } ^{p2}$ : Vector space of $m2 \text{ x } p2$ real matrices.

$r$ : Reference signal vector.

$S(s)$ : Sensitivity transfer function.

$s$ : Used for both Laplace operator, complex frequency

$s = \sigma + j\omega$

$T(s)$ : Complementary sensitivity transfer function.

$T_c$ : Time constant of combustion subsystem.

$T_{dl}$ : Delay time of fuel injection system.

$T_e$ : Time constant of the engine.

$T_{zw}(s)$ : Closed-loop transfer function matrix from the signal w to the signal $z$.

$u$ : Control input signal vector.

$U(s)$ : Laplace transform of $u$.

$v$ : Observed noise.

$W_s(s)$ : Frequency weighting function to the sensitivity transfer function.

$W_t(s)$ : Frequency weighting function to the complementary sensitivity transfer.

$\widehat{W_s}(s)$ : Modified Frequency weighting function to the sensitivity transfer function.

w : Exogenous input signal vector.

$x$ : State vector.

| | | |
|---|---|---|
| $\dot{x}$ | : | Differential of state vector $x$. |
| $y$ | : | Measured output signal vector. |
| $y_p$ | : | Output signal of plant. |
| $\hat{y}$ | : | Error signal between exogenous input signal and plant output signal. |
| $z$ | : | Used for both controlled output signal vector, and the delay operator. |
| $\alpha(s)$ | : | Transfer function of filter. |
| $\alpha$, $\beta$ | : | Constants. |
| $\Delta(s)$ | : | Assumed block of uncertainties. |
| $\delta, \gamma, \rho$ | : | Constants. |
| $\Theta$ | : | Null vector. |
| Ω0(s) | : | Laplace transformation of angular speed of the engine. |
| $\omega$ | : | Angular frequency. |
| ω0 | : | Angular speed of the engine. |

# 제 1 장 서 론

최근의 선박용 디젤기관이 저속, 장행정, 소수실린더화 되어감에 따라 종래의 기계유압식 조속기로는 저속영역에서 속도제어가 힘들게 되고 운전가능한 최저 회전속도 또한 높아지게 되었다.

기관 제작자들은 이러한 문제를 해결하기 위한 대안으로서 일정 크기 이상의 기관으로서 일정수 이하의 실린더를 갖는 기관에서는 디지털 조속기를 사용하도록 추천하고 있다.[1]

최근 개발된 디지털 조속기들은 그 제어 알고리즘이 구체적으로 밝혀지지는 않았으나 PI 제어기를 이용한 속도제어 시스템[2], PID제어기에 의한 제어 시스템[3], 그리고 최적 레귤레이터를 결합한 속도제어 시스템[4]등이 있다.

그러나 상기의 디지털 조속기는 대개 기관의 운전영역을 다수의 부분으로 나누어 각 부분에서의 기관 파라미터에 맞추어 속도제어기를 구성하기 때문에 로바스트성(robustness) 문제를 제어기 설계시 직접 고려할 수 없게 되는 단점이 있다.

본 연구에서는 선박용 중속 디젤기관을 제어대상으로 하고, 속도 변동에 따른 기관 파라미터와 토크 변동 등을 모델링 불확실성으로 고려하기 위하여 $H_\infty$제어기를 적용한 로바스트 속도제어기를 구성한다.

그리고 수학적 모델링 과정에서 생길 수 있는 오차나 급격한 파라미터의 변동에 따른 영향 등을 보완해 줄 수 있는 것으로 알려진 퍼지제어기를 설계하여 그 결과를 비교 분석한다.

본 논문은 5장으로 되어 있으며, 제1장은 서론으로 논문의 전반에 대한 소개를 하고 있다. 제2장에서는 선박용 중속 디젤기관의 수학적 모델을 유

도하고, 이를 바탕으로 제3장에서는 로바스트 제어기와 퍼지제어기를 설계한다.

제4장은 이들 제어기를 부착한 중속 디젤기관의 속도제어를 위한 컴퓨터 모의실험을 행하고 각 제어기의 성능을 서로 비교분석한다.

제5장은 결론으로 본 논문의 연구결과를 종합한다.

# 제 2 장 디젤기관의 속도제어 시스템

## 2.1 중속 디젤기관의 모델링

모의실험에 사용한 기관은 국내의 D 중공업에서 제작한 선박용 4행정 디젤기관으로서 기계식 조속기가 부착되어 있으며 그 주요 제원은 Table 2.1과 같다.

Table 2.1 Specification of experimental engine

| | |
|---|---|
| 실린더수 | 4 |
| 최고회전수 | 1200[rpm] |
| 실린더직경 | 145[mm] |
| 피스톤행정 | 200[mm] |
| 압축비 | 17.5 |
| 연속최대출력 | 100[bhp] |

실험기관을 모델링하기 위해서는 기관의 각 파라미터가 알려져 있어야 하지만, 본 실험기관의 경우, 기관 파라미터는 전혀 알려져 있지 않은 상태이다. 따라서 실험기관을 무부하로 운전하면서 기준속도 신호값을 계단상으로 변경하여 얻어진 무부하 속도응답특성으로부터 기관의 파라미터를 구하도록 한다.

먼저, 연료펌프래크의 조정으로부터 연료분사까지의 지연시간을 식으로 나타내면 식(2.1)과 같다.

$$T_{dl} = \frac{30}{n_e n_c} + \frac{15}{n_e} \tag{2.1}$$

이때 실험기관의 통상 운전범위(600～800[rpm])에서 식(2.1)에 따라 지연

시간 $T_d$을 구해보면 대략 0.038～0.028[sec]로 나타나는데, 이는 본 실험기관의 응답특성에 비하여 상당히 짧은 시간이므로 기관의 운전성능에 큰 영향을 주지 않는 것으로 판단하여 이를 무시하도록 한다.

또한, 실험기관의 운전속도가 대형 저속기관에 비하여 상대적으로 빠르므로 연료분사로부터 토크 발생까지를 1차계로 간략화 한다.

그리고 동작점 부근의 일정 범위내에서는 기관에서 발생된 토크와 기관회전축에 가해지고 있는 부하 토크의 차이를 적분한 것이 기관의 회전속도로 표시될 수 있으므로 실험기관을 Fig.2.1과 같이 블록선도로 나타낼 수 있다.

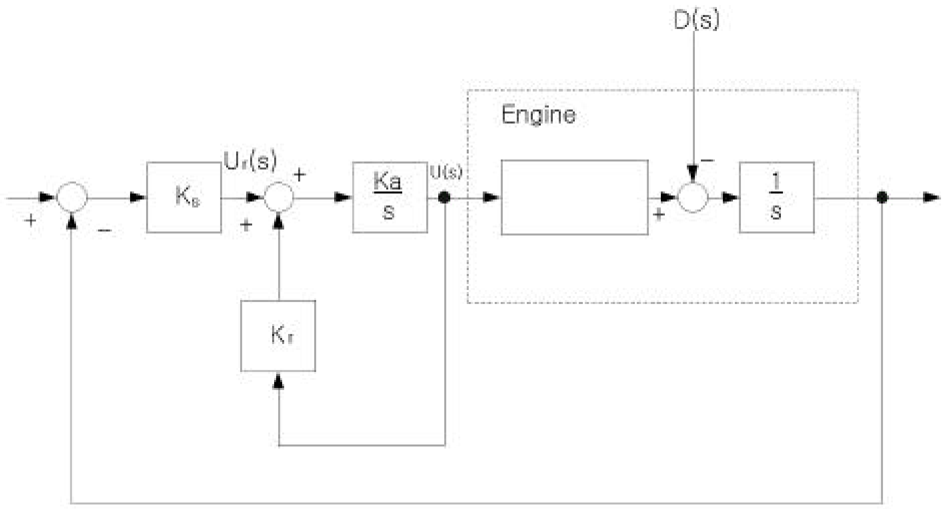



Fig.2.1 Control system for the experimental engine

이때 Ks는 기준회전속도 $\Omega_r$와 실제기관 회전속도 $\Omega_o$간의 속도오차에 대한 게인이고, Kr은 연료펌프 래크의 위치를 기준변위 $R_r(s)$근방의 일정범위로 유지하기 위한 게인이다.

Fig.2.1에서 Engine부분의 전달함수는

$$\frac{\Omega_o(s)}{U(s)} = \frac{K_e}{s(1+T_e s)} \qquad (2.2)$$

가 되고, 기관을 모델링하기 위하여 600, 700, 800[rpm]의 속도로 정상운전중 계단상으로 기준속도를 변화시켰을 때 나타나는 속도응답특성으로부터 식(2.2)의 파라미터 Ke, Te 등을 구하며, 구하는 과정 및 결과는 다음 절에서 살펴보도록 한다.

### 2.2 실험기관의 파라미터 결정과정

본 실험에서 사용한 소형 디젤기관의 파라미터를 알아내기 위해, 기관을 통상운전속도(600-800[rpm])로 무부하 운전하여 실험기관의 파라미터를 구하는 과정을 살펴 보면 다음과 같다. 식(2.1)에서 알 수 있듯이 연료분사계통에서 나타나는 지연시간은 기관의 시정수에 비하면 상당히 짧으므로 무시하고 연료분사로부터 토크발생까지를 1차계로 간략화한다.

그리고 동작점 부근의 일정 범위내에서는 기관에서 발생된 토크와 기관 회전축에 가해지고 있는 부하 토크간의 차이를 적분한 것이 기관의 회전속도로 표시될 수 있으므로 이를

$$\Omega_o(s) = \frac{1}{s}(M_e(s) - M_L(s)) \qquad (2.3)$$

로 한다.

이때 연료분사펌프에서 연료가 분사되어 기관이 토크를 발생하기까지의 과정을 1차계로 간주하고, Fig.2.1과 같이 기관의 속도와 연료펌프 래크의 변위를 피드백하는 폐루프 제어계를 구성한다.

다음으로 Fig.2.1에서 $\Omega r$로부터 $\Omega o$까지의 전달함수를 구해보면

$$\frac{\Omega_o}{\Omega_r} = \frac{K_aK_sK_e/T_e}{s^3 + (K_aK_r + 1/T_e)s^2 + (K_eK_r/T_e)s + K_aK_sK_e/T_e} \quad (2.4)$$

로 된다. 또한 Rr(s)에서 $\Omega o$까지의 전달함수는

$$\frac{\Omega_o(s)}{R_r(s)} = \frac{K_rK_aK_e/T_e}{s^3 + (K_aK_r + 1/T_e)s^2 + (K_eK_r/T_e)s + K_aK_sK_e/T_e} \quad (2.5)$$

와 같다. 따라서 실제 기관 회전속도 $\Omega o$와 관련된 폐루프 전달함수는

$$\Omega_o(s) = \frac{K_aK_sK_e/T_e \cdot \Omega_r(s) + K_rK_aK_e/T_e \cdot R_r(s)}{s^3 + (K_aK_r + 1/T_e)s^2 + (K_eK_r/T_e)s + K_aK_sK_e/T_e} \quad (2.6)$$

로 나타낸다.

이제 Fig.2.1의 폐루프계에 대하여 계단상의 기준속도 신호를 700[rpm]에서 750[rpm]으로 순간적으로 변경하였을 때 얻어진 응답속도값을 Fig.2.2에 보인다.

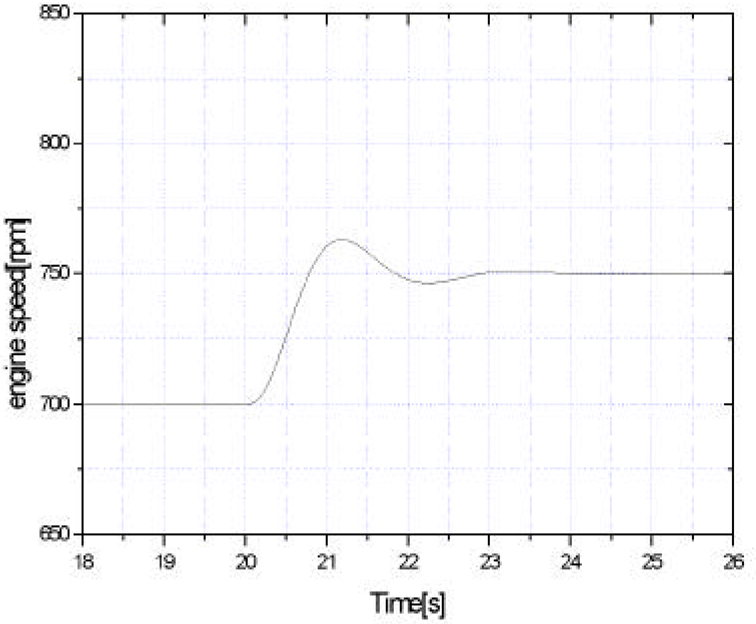



Fig.2.2 Step response of the closed loop system

여기서 한가지 유의해야 할 것은 식(2.6)의 분모가 3차식이지만, Fig.2.2 로부터 판단 하건데 2차식의 특성을 갖고 있다는 점이다. 따라서 기관의 파라미터를 구하기 위한 중간과정으로서 식(2.6)의 분모를 2차식으로 줄이도록 한다. 이를 위해 Fig.2.1의 Kr과 관련된 내부 피드백 루프 Ur(s)에서 $U(s)$ 로의 전달함수는

$$\frac{U(s)}{U_r(s)} = \frac{K_a/s}{1+(K_aK_r/s)} = \frac{K_a}{s+K_aK_r} \tag{2.7}$$

로 된다. 이때 정상상태를 중시하여 식(2.7)를 1/Kr로 하여 실제 기관 회전속도 $\Omega_o$와 관련된 폐루프 전달함수를 구하면

$$\Omega_o(s) = \frac{\frac{K_sK_e}{K_rT_e}\cdot\Omega_{r(s)} + \frac{K_e}{T_e}\cdot R_r(s)}{s^2 + \frac{1}{T_e}s + \frac{K_sK_e}{K_rT_e}} \tag{2.8}$$

와 같이 나타난다.

이제 식(2.8)의 분모를 2차식의 표준형 $s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2$과 비교하여 정상상태에서의 기관 파라미터 $K_e$, $T_e$를 구하도록 한다. Fig.2.1의 폐루프계에 대한 계단상의 기준속도 변경에 따른 기관속도 응답으로부터 기관의 파라미터를 구하는 순서를 정리해 보면 다음과 같다.

(ⅰ) 퍼센트 오버슈트로부터 폐루프 시스템의 감쇠비 $\zeta$를 구한다.

(ⅱ) n번째 오버슈트 도달시간을 알 수 있으므로

$$t(n) = \frac{n\pi}{w_d} \quad (n=0,\ 1,\ 2,\ \cdots) \tag{2.9}$$

에서 폐루프계의 감쇠진동수 $w_d$를 구하고, 고유진동수 $w_n$을

$$w_d = w_n\sqrt{1-\zeta^2} \tag{2.10}$$

로부터 구한다.

(iii) 정상상태의 응답은 식(2.8)로부터

$$\Omega_o(0) = \frac{\dfrac{K_sK_e}{K_rT_e}\cdot\Omega_r(s)+\dfrac{K_e}{T_e}\cdot R_r(s)}{\dfrac{K_sK_e}{K_rT_e}} \tag{2.11}$$

로 정리된다.

(iv) 식(2.8)과 Fig.2.2로부터 아래의 식

$$1/T_e = 2\zeta w_n \tag{2.12}$$

$$\frac{K_s K_e}{K_r T_e} = w_n^2 \tag{2.13}$$

을 연립으로 풀어 Ke와 Te를 구한다.

(v) 과정(iv)에서 구한 Ke, Te는 식(2.7)에서 정상상태의 값에만 근거한 것이므로 과도상태에서는 꼭 들어 맞다고 볼 수 없다. 따라서 기관의 과도응답 특성을 표현하는 기관 파라미터를 구하기 위해 식 (2.14)와 같이 상수 $\alpha, \beta$를 도입하고 이들 상수를 적절히 조정함으로써, 실험으로부터 얻어진 과도응답과 잘 일치하는 기관 파라미터를 구할 수 있게 된다.

$$\frac{\alpha \cdot K_e}{1+\beta \cdot T_e s} = \frac{K_e'}{1+T_e' s} \tag{2.14}$$

단, 위의 과정중 Ks, Ka, Kr은 컴퓨터 내부에 미리 정해 놓은 알고 있는 값임에 주의한다.

Table 2.2 The parameters of the experimental engine

| No | 기준속도변경[rpm] | $K_e$ | $T_e$ |
|---|---|---|---|
| p.1 | 600 ⇒550 | 2.6157 | 0.2042 |
| p.2 | 600 ⇒650 | 2.5313 | 0.1872 |
| p.3 | 650 ⇒600 | 2.5465 | 0.1746 |
| p.4 | 650 ⇒700 | 2.5013 | 0.1784 |
| p.5 | 700 ⇒650 | 2.4200 | 0.1733 |
| p.6 | 700 ⇒750 | 2.4148 | 0.1580 |
| p.7 | 750 ⇒700 | 2.3707 | 0.1683 |
| p.8 | 750 ⇒800 | 3.3536 | 0.1549 |
| p.9 | 800 ⇒750 | 2.3172 | 0.1487 |
| p.10 | 800 ⇒850 | 2.2305 | 0.1418 |

# 제 3 장 제어기 설계

## 3.1 $H_\infty$제어에 의한 속도제어기

1980년대 초반 G. Zames에 의해 개발된 H∞제어이론은 파라미터 변동에 따른 모델링 오차에 대해서도 제어시스템의 안정성을 보장하며 만족스러운 명령추종성을 가지는 강인한 제어기를 설계하는 것이다. 또한 1988년 K. Glover 와 J. C. Doyle은 상태공간에서 강인한 안정성 문제의 해를 구하는 Glover-Doyle 알고리즘을 제시하였다.[6]

본 절에서는 선박용 주기관으로 이용되는 소형 중속 2행정 디젤기관을 제어대상으로 하고 운전조건에 따라 기관의 파라미터가 변동하더라도 목표치를 추종하도록 하는 H∞제어기[7-10]를 설계한다.

### 3.1.1 $H_\infty$제어 이론

H∞제어이론은 주어진 하중함수의 ∞-노옴(norm)을 최소화하여 모델링 오차에 대한 시스템의 안정성을 보장하며 만족스러운 명령추종성을 가지는 강인한 제어기를 설계하고자 하는 것이다.

Fig.3.1은 플랜트, 구동기, 센서 등으로 이루어진 일반화 플랜트 G(s)와 K(s)로 구성된 일반적인 제어시스템이다. 여기서 y(s), z(s), w(s), u(s)는 각각 오차신호, 측정출력, 외부입력, 제어입력을 나타낸다.

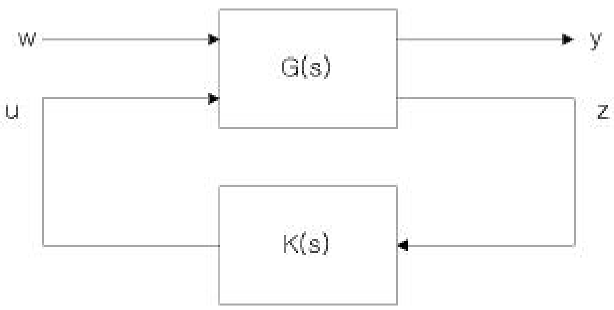



Fig.3.1 Generalized control system

**여기서**, **일반화 플랜트** G(s)**와 제어기** K(s)**의 입출력관계를 이용하여** w(s) **와** z(s)**사이의 전달함수를 구하면**

$$z = T_{zw}(G, K)w \tag{3.1}$$

**단**, $T_{zw}(G, K) = G_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21}$

**과 같은 선형분수변환**(linear fractional transformation)**식** T(G,K)**를 얻을 수 있다**.

**이 경우** H∞**최적제어 문제는 양의 실수** $\gamma > 0$ **가 주어질 때**,

$$\| T_{zw}(G, K) \|_{\infty} < \gamma \tag{3.2}$$

**를 만족하는 안정화 제어기** K(s)**를 찾는 문제가 된다**. **이를 상태방정식으로 표현하면**

$$
\begin{aligned}
\dot{x} &= Ax + B_1 \mathbf{w} + B_2 \\
z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\
y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u
\end{aligned}
\qquad (3.3)
$$

와 같이 된다.

이때, 안정화 제어기 K(s)가 존재하기 위해서는 다음의 가정을 만족해야 한다.

A1 : $(A, B_2)$는 가안정, $(C_2, A)$는 가검출

A2 : $rank\ D_{21} = m2$ ( $D_{12}$가 행 full rank)

A3 : $rank\ D_{21} = p2$ ( $D_{21}$가 행 full rank)

A4 : $rank\begin{pmatrix} A - jwI & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{pmatrix} = n + m, \forall \omega \in [0, \infty]$

A5 : $rank\begin{pmatrix} A - jwI & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{pmatrix} = n + p, \forall \omega \in [0, \infty]$

A6 : $D_{22} = 0$

A7 : $D_{12} = \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix}, \quad D_{21} = \begin{pmatrix} 0 & I \end{pmatrix}$

본 절에서는 식(3.2)로 기술되는 폐루프 전달함수 행렬 $T_{zw}$(G,K)를 구함에 있어서, 시스템의 목표치에 대한 추종특성과 시스템의 강인한 안정성을 동시에 얻기 위하여 혼합감도 문제를 고려한다.

먼저, 하중함수를 포함한 일반화 플랜트를 Fig.3.2와 같이 구성한다. 입력 w에서 편차 e까지의 전달함수를 감도함수 S(s), 입력 w에서 제어대상

P(s)의 출력 yp까지의 전달함수를 상보감도함수 T(s)로 하고, 루프 전달함수를 L(s)라 하면 L(s), S(s), T(s)는 아래와 같이 된다.

$$L(s) = P(s)K(s) \tag{3.4}$$

$$S(s) = [I + L(s)]^{-1} \tag{3.5}$$

$$T(s) = L(s)[I + L(S)]^{-1} = I(s) - S(s) \tag{3.6}$$

감도함수 S(s)의 게인을 작게 하면, 시스템의 목표치에 대한 추종특성이 좋게 된다. 또한 T(s)의 게인에 제한을 두는 것은 시스템의 강인한 안정성을 보증한다.

따라서 감도함수 S(s)와 상보감도 함수 T(s)를 동시에 고려하는 혼합감도 문제에서는 식(3.6)에서 보는 바와 같이 목표치에 대한 추종특성과 강인한 안정성간의 적절한 타협이 문제 해결의 실마리를 제공한다.

감도함수와 상보감도함수의 주파수 하중을 Ws(s), Wt(s)로 표시하면, 혼합감도 문제는 Fig.3.2에 나타낸 시스템을 안정화하면서 부등식

$$\left\| \begin{bmatrix} W_s(s)\,S(s) \\ W_t(s)\,T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \tag{3.7}$$

을 만족하는 제어기 K(s)를 구하는 문제이다.

여기서는 식(3.7)에서 $\gamma = 1$로 하고 Glover-Doyle이 제안한 알고리즘에 따라 $H_\infty$제어기 K(s)를 구하도록 한다.

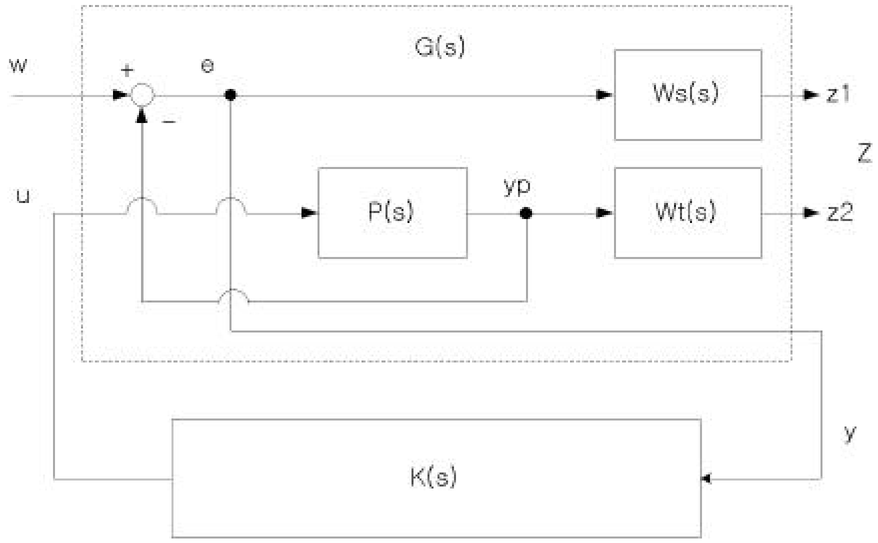



Fig.3.2 Generalized plant with the controller

### 3.1.2 H $_\infty$ 로바스트 속도제어기

Table 2.2의 기관 파라미터를 이용하여 얻은 모의실험기관의 주파수 응답특성을 Fig.3.3에 나타내었다. 여기서 700[rpm]으로 운전중일 때의 기관을 공칭기관 $P_{nom}(s)$로 하고, 그 외의 속도로 운전중인 기관을 $P_{real}(s)$로 하면 기관의 운전속도 변화에 따른 전달함수의 곱셈형 섭동은

$$\Delta(s) = \frac{P_{real}(s) - P_{nom}(s)}{P_{nom}(s)} \tag{3.8}$$

로 되며 이에 대한 주파수 응답은 Fig.3.4과 같다.

Fig.3.4의 p.1～p.5, p.7～p.10은 Table 2.2의 p.6의 기관 파라미터를 공칭기관의 파라미터로 하였을 때, p.1～p.5, p.7～p.10의 기관 파라미터와 관련

된 곱셈형 섭동을 나타내고 있다.

여기서는 3.1.1절에서 언급한 H∞제어이론을 적용하여 로바스트 속도제어기를 구하도록 한다. 먼저, 기관의 회전속도 $\Omega_c(s)$가 기준속도신호 $\Omega_r(s)$을 잘 따르도록 하려면 감도함수 S(s)의 게인을 작게 하여야 한다. 그러나 식(3.6)에서 보면 감도함수 S(s)의 변화는 곧바로 상보감도함수 T(s)에 영향을 미치게 된다.

기관에 가해지는 외란은 대개 저주파수 특성을 나타내므로 감도함수 S(s)가 저주파수 대역에서 작은 값을 갖도록 하중함수 $W_s(s)$를

$$W_s(s) = \rho \frac{60}{\frac{s}{0.008} + 1} \tag{3.9}$$

로 선정한다.

다음으로 식(3.8)과 Fig.3.4에 나타난 각 운전속도 변동에 따른 기관의 곱셈형 섭동에 제어시스템이 강인하기 위해서는 상보감도함수 $T(s)$의 게인에 적절한 제한이 가해져야 한다. 또한 $P(s)\cdot W_t(s)$가 프로퍼(proper)하도록 하중함수 $W_t(s)$를 선정할 필요가 있다. 따라서 T(s)와 관련된 하중함수 $W_t(s)$를

$$W_t(s) = \frac{\left(\frac{s}{0.5} + 1\right)^2}{10} \tag{3.10}$$

으로 선택하고 이들을 Fig.3.5에 나타내었다.

식(3.9), (3.10)로부터 부등식

$$\left\| \begin{bmatrix} W_s(s)S(s) \\ W_t(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{3.11}$$

의 혼합감도 문제를 푼다.

이때 표준 H∞제어문제의 해법에 따라 상기의 문제를 풀어보면 3.1.1절의 가정 A4가 만족되지 않아서 해가 얻어지지 않게 된다. 따라서 3.1.1절의 가정 A4를 만족시키려면, 제어기 K(s)를 제거했을 때 제어입력 u에서 제어량 z로의 개루프 전달함수가 ω=0를 포함한 모든 주파수 ω에서 열 풀랭크(column full rank)이면 되므로, ω=∞를 포함한 모든 주파수 ω에서 u의 영향을 z로 반영시킬 수 있도록 임의의 작은 값 eu를 도입함으로써 제어량 z3를 일반화 플랜트에 추가하도록 한다.

이상의 내용을 정리한 것이 Fig.3.6이다. 수정된 일반화 플랜트에 대한 제어기 K(s)는 H∞제어이론의 중심해로부터 구해진다. 이렇게 해서 얻어진 로바스트 속도제어기는

$$K(s) = \frac{8.2\times10^6 s^3 + 9.3\times10^7 s^2 + 2.6\times10^8 s + 2.6\times10^3}{s^4 + 3.1\times10^8 s^3 + 8.8\times10^8 s^2 + 1.1\times10^9 s + 8.6\times10^6} \tag{3.12}$$

과 같고, 이를 샘플링 주기 0.01[sec]로 하여 쌍선형 변환하면

$$K(z) = \frac{0.02789z^4 - 0.05271z^3 - 0.00298z^2 + 0.05271z - 0.02490}{z^4 - 1.9714z^3 - 0.028263z^2 + 1.9714z - 0.97173} \tag{3.13}$$

로 된다. 이때 식(3.9)에서 중심해가 구해질 수 있는 ρ의 최대값은 2.05이다. 본장의 실험에서는 ρ=2.0을 사용하도록 한다.

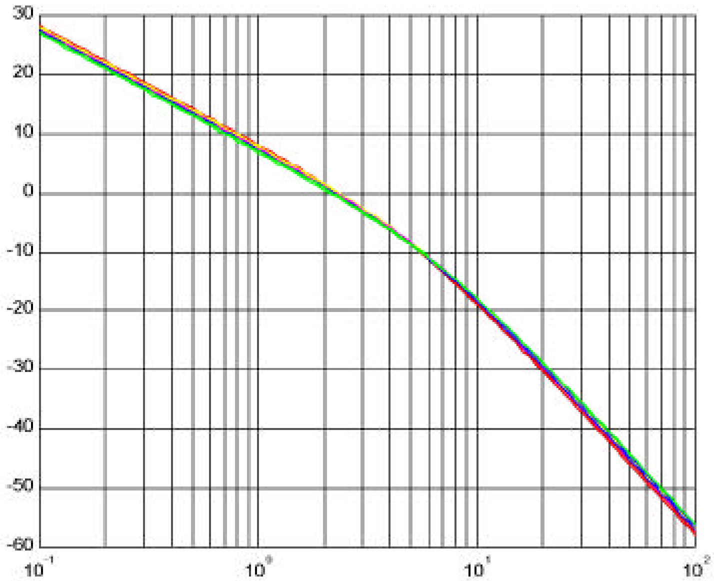



Fig.3.3 Bode diagram of the experimental engine at each different rotational speed

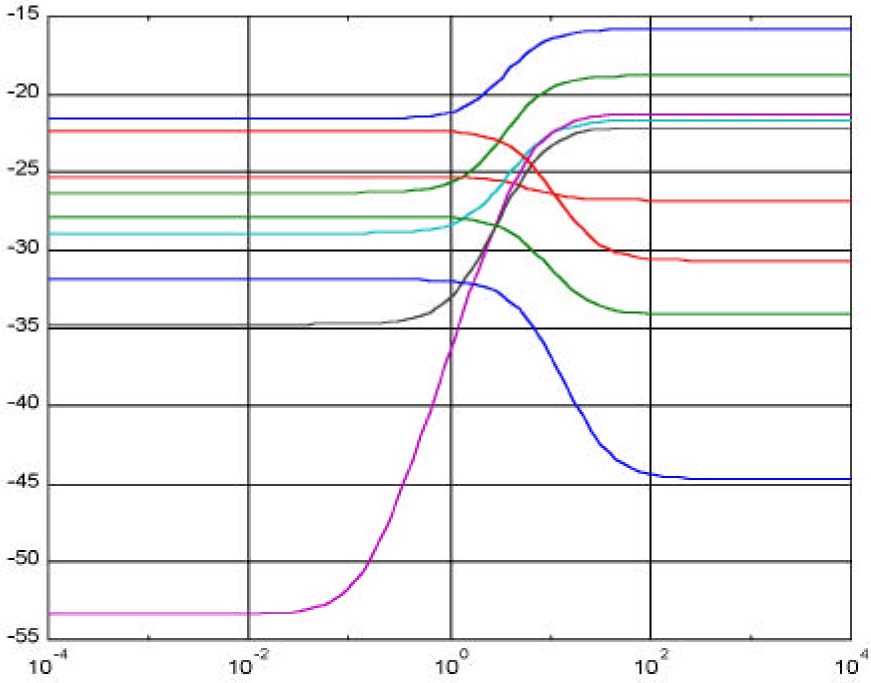



Fig.3.4 Multiplicative perturbations of the expermental engine

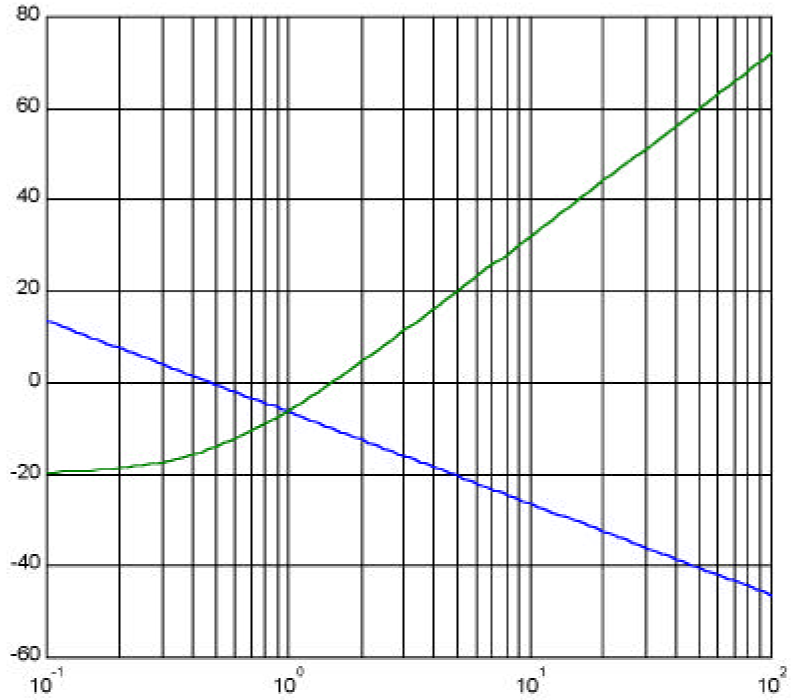



Fig.3.5 Weighting Function $W_s(s)$ & $W_t(s)$

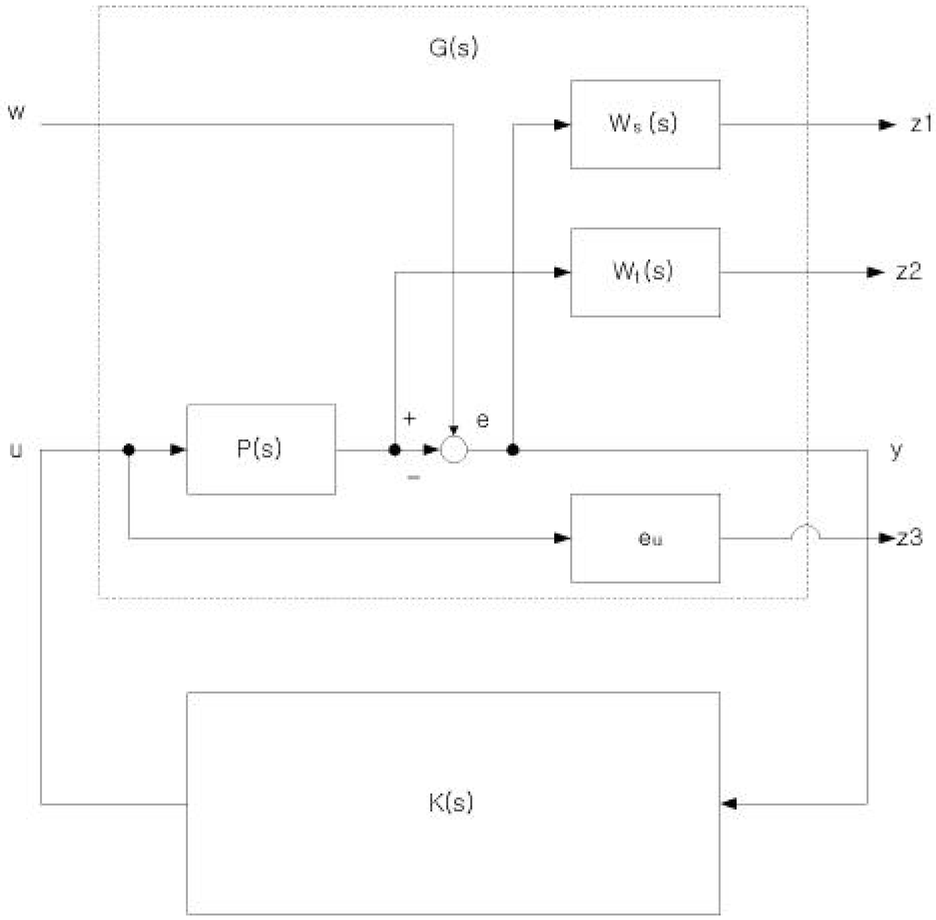



Fig.3.6 Modified generalized plant for the experimental engine

### 3.2 로바스트 서보설계법에 의한 속도제어기

변화하는 목표치에 대하여 제어대상의 출력 y를 정상편차없이 추종시키는 것은 제어계의 중요한 사양의 하나이다. 이러한 사양을 만족하는 보상기를 찾아내는 문제는 서보(Servo) 문제라고 불리고 있다.[11]

제어계 설계시 기본적인 고려사항으로서 내부안정성, 과도특성, 정상특성 및 불확실성이나 파라미터 변동에 강인한 로바스트성(robustness) 등이 있다. 이들 중 3.1절에서는 내부안정성, 감도특성으로 나타나는 과도특성 및 그들의 로바스트성에 대하여 고려하고 있다. 이때 기관의 파라미터 변동을 모델링 불확실성으로 보고, H∞속도제어기를 설계하였다.

그렇지만, 대개의 경우 H∞제어기는 적분특성을 갖고 있지 않기 때문에 정상상태에서 오프셋이 나타나게 되다. 이에 본 절에서는 제어대상의 모델링 불확실성이나 파라미터 변동이 존재하여도, 계단상의 목표신호 변동과 외란에 대하여 기관속도가 기준속도에 정상편차없이 추종하도록 H∞제어이론에 기초한 1형의 로바스트 서보 설계법[12]을 이용하여 중속기관의 속도제어기를 설계한다.

#### 3.2.1 이론적 배경

Fig.3.7과 같은 피드백 제어계를 생각한다.

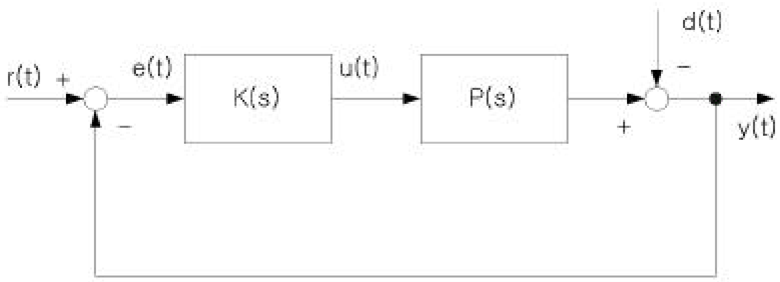



Fig.3.7 Feedback control system

제어대상 $P(s)$는 원점을 포함하는 허축상에 극을 갖지 않는다고 가정한다. 우선 혼합감도 문제에 기초한 1형의 로바스트 서보계의 설계문제를 유도한다. 계단상의 목표신호와 외란입력에 대하여 정상편차가 영이 되는 조건

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0, \quad \text{단, } e(t) = r(t) - y(t) \qquad (3.14)$$

은 폐루프가 안정이라고 가정하여 라플라스 변환의 최종치 정리를 이용하면

$$G_{er}(0) = (I + P(s)K(s))^{-1} = \Theta \qquad (3.15)$$

$$G_{ed}(0) = (I + P(s)K(s))^{-1} = \Theta$$

로 쓸 수 있다.

식(3.14)를 만족하는 안정화 제어기가 존재하기 위한 필요충분조건은 $|P(0)| \neq 0$, 즉 제어대상이 원점 $s = 0$에서 영점을 갖지 않아야 한다는 것이다. 또한 식(3.14)을 만족하기 위해서는 제어기 Ks(s)가 원점 s=0에 극을 갖는 것이 필요충분조건이며, 이때 정상특성에 대한 로바스트성도 만족된다.

따라서 로바스트 제어기의 클래스(class) $\mathbb{K}_s(P)$는

$$\mathbb{K}_s(P) = \{ K(s) \,|\, K(0) = \infty \text{ 이고 } P\text{를 내부안정화} \} \qquad (3.16)$$

로 주어진다.

따라서 혼합감도 문제를 기초로 한 1형의 로바스트 서보계의 설계문제는

$$\left\| \begin{bmatrix} W_s(s) & S(s) \\ W_t(s) & T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \qquad (3.17)$$

의 사양을 만족하는 로바스트 서보 제어기 K(s)∈KsP를 구하는 문제로 된다. 식(3.17)에서 주파수 하중함수 Ws(s)의 게인은 감도함수 S(s)를 작게하고 싶은 주파수 대역에서 크게 되도록 선정한다. 또한 제어대상을 모델링하는 과정에서 발생하는 모델링 불확실성을 고려하기 위한 주파수 하중함수 Wt(s)는 공칭 플랜트 Pnom(s)에 대한 곱셈형 섭동(Multiplicative perturbation: $\varDelta_{mpl}(s)$)을 생각하면

$$\varDelta_{mpl}(s) = \frac{(P_{real}(s) - P_{nom}(s))}{P_{nom}(s)} \qquad (3.18)$$

$$|\varDelta_{mpl}(j\omega)| \le |W_t(j\omega)| \qquad (3.19)$$

로 나타낼 수 있다.

그러나 실제로 계단상의 기준속도 신호를 추종하는 1형의 서보 시스템을 설계하기 위해, 공칭 플랜트 Pnom(s)에 적분기를 추가하여 확대방정식을 세운 다음 서보 시스템을 설계한다는 종래의 설계이론[13] H∞제어 설계법에 적용하면, 확대계가 원점에서 극을 갖게 되므로 3.1.1절의 가정 A4 또는 A5가 성립하지 않게 되어 해가 구해지지 않는다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법[14,15]으로서 하중함수에 의한 방법, 자유파라미터를 이용하는

방법, 확대계에 의한 방법 등이 알려져 있다.

본 절에서는 하중함수 Ws(s)에 적분기를 추가하여 Ws(0)=∞를 만족하도록 Ws(s)를 선정함으로써, 제어기 K(s)에 자동적으로 적분기를 더하도록 한다. 여기서 Ws(s)를 다음과 같이 둔다.

$$W_s(s) = \frac{\widehat{W_s}(s)}{\alpha(s)} \qquad (3.20)$$

$$\text{단,} \quad \alpha(s) = \frac{s}{s+\delta}, \quad \delta > 0 \qquad (3.21)$$

보통 Ws(s)는 안정이고 최소위상이 되도록 선정한다. 혼합감도 문제에 있어서 Ws(s)(I + P(s)K(S))-1가 묵시적으로 안정인 것을 요구하고 있는 점에 주목하면, 식(3.20)과 같이 하중함수 Ws(s)를 선정함으로써 제어기 K(s)가 적분기를 갖게 되고 (I + P(0)K(0))-1= Θ 가 만족된다. 이렇게 하여 설계된 제어기 $\widehat{K}(s)$ 로부터 실제 사용될 제어기 K(s)는

$$K(s) = \frac{\widehat{K}(s)}{\alpha(s)} \qquad (3.22)$$

의 형태로 구해진다.

이처럼 수정된 H∞제어 알고리즘을 이용하면 시스템에 적분기를 추가하기 위해, 하중함수에 허수축상의 극을 지정할 수 있으므로 H∞제어문제에서도 서보 시스템을 비교적 쉽게 얻을 수 있게 된다. 이는 s=0에서 극을 갖는 하중함수를 포함한 폐루프 함수의 L∞노옴을 유한하게 함으로써, 제어기 K(s)에 하중함수의 불안정극을 소거하는 적분기가 들어가게 된다는 것

을 의미한다.

이상의 내용을 종합하여 일반화 플렌트를 구성하면 Fig.3.8로 된다. 이때 H∞혼합감도문제에 대하여 Fig.3.8의 일반화 플렌트를 전달함수 형식으로 전개하면

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \hat{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_s(s) & -\widehat{W_s}(s)P \\ 0 & W_t(s)P \\ I & -P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

와 같이 된다.

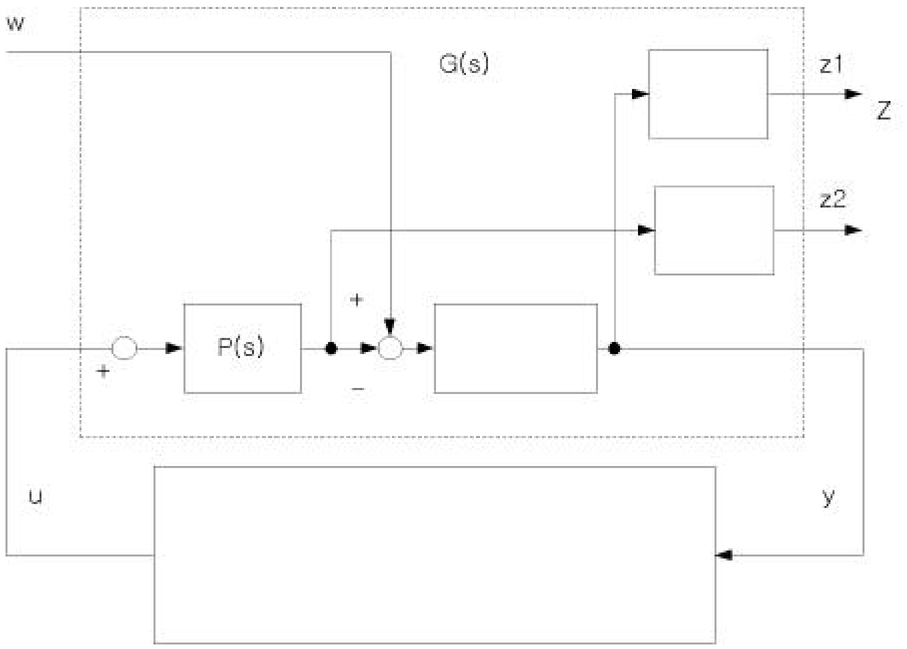



Fig.3.8 Generalized plant with the controller

### 3.2.2 로바스트 서보 속도제어기

본 절에서의 모의실험 대상은 2.2절에서 제시된 소형 중속기관이다. 감도함수 S(s)를 저주파수 대역에서 작게 유지함과 동시에 하나의 적분기를 시스템에 추가하기 위해, 하중함수 Ws(s)가 원점에서 극을 갖도록 한다.

$$W_s(s) = \frac{\frac{s}{2} + 1}{0.000516\left(\frac{s}{0.15} + 1\right)^3} \cdot \frac{s + 0.75}{s} \qquad (3.24)$$

로바스트 안정성을 갖도록 하는 하중함수 Wt(s)는 공칭 대상기관이 최대출력의 50% 정도의 동력을 발생하고 있는 회전속도 700[rpm]을 기준으로 600～800[rpm] 사이의 기관 파라미터 변동을 흡수하도록 하여 이를 식 (3.18), (3.19)에서 구한다. 곱셈형 불확실성에 해당하는 기관 파라미터의 변동과 이를 흡수하기 위한 하중함수 Wt(s)를 Fig.3.9에 나타낸다.

그리고 안정한 H∞제어기의 존재 조건을 만족시키기 위하여, 식(3.23)의 Wt(s)·P(s)가 프로퍼(proper)하도록 주의하면서 구한 Wt(s)는

$$W_t(s) = \frac{\left(\frac{s}{350} + 1\right)^3}{4.35} \qquad (3.25)$$

로 된다.

이상의 하중함수 $\widehat{W}_s(s)$, Wt(s)를 이용하여 H∞제어문제를 풀어서 $\widehat{K}(s)$ 를 구한 다음, 식(3.22)로부터 로바스트 서보 제어기를 구하면

$$K(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \tag{3.26}$$

여기서,

$$N(s) = 2.7\times10^6 s^6 + 3.9\times10^7 s^5 + 1.9\times10^8 s^4 + 3.6\times10^8 s^3 + 3.5\times10^8 s^2 + 1.4\times10^8 s + 1405$$

$$D(s) = s^7 + 3.5\times10^3 s^6 + 6.1\times10^5 s^5 + 4.7\times10^7 s^4 + 6.7\times10^7 s^3 + 2.4\times10^7 s^2 + 3.2\times10^6 s + 154430$$

로 된다.

이를 이산화하면 식(3.27)과 같다. 이때 이산화 방법으로는 쌍선형변환을 이용하였고 샘플링 주기는 0.01[sec]로 하였다.

$$K(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \tag{3.27}$$

여기서,

$$N(z) = 364.75z^7 - 1771.44z^6 + 3075.98z^5 - 1569.54z^4 - 1818.92z^3 + 3026.13z^2 - 1621.80z + 314.85$$

$$D(z) = z^7 - 3.68z^6 + 4.43z^5 - 0.72z^4 - 2.79z^3 + 2.60z^2 - 1.01z + 0.17$$

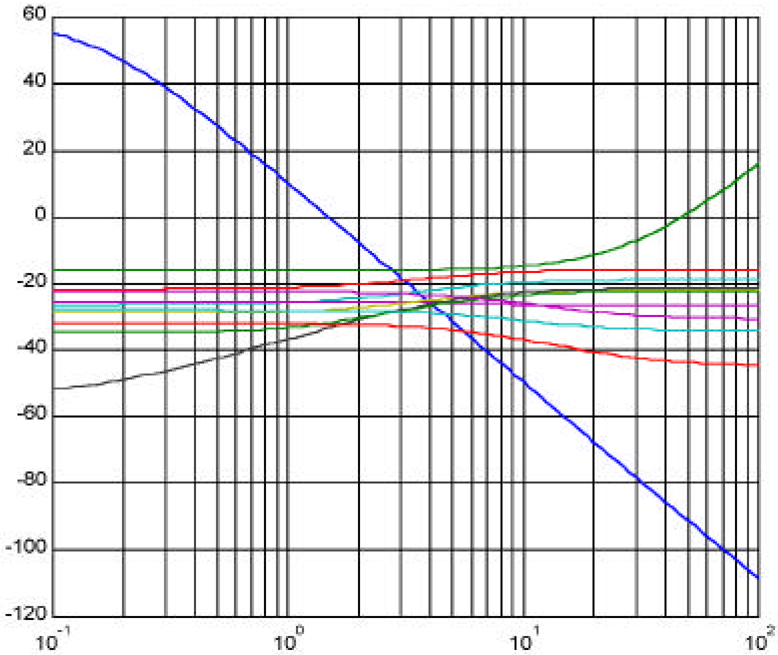



Fig.3.9 Multiplicative model uncertainties
and the weighting functions

### 3.3 퍼지제어기

제어시스템의 목적은 안정성을 유지하면서, 외란이 존재하거나, 파라미터가 변동하는 경우에도 최적의 추종성능을 보장하는 것이라고 할 수 있다. 제어 시스템 설계시 수학적 모델이 실제 플랜트의 파라미터를 정확히 나타낼 수만 있다면, 이 수학적 모델에 근거한 제어기를 설계하는 여러 가지 방법들을 적용할 수 있다.

비례-적분 제어의 비례요소 대신 히스테리시스 요소와 같은 비선형 요소를 사용함으로써 계단입력에 대하여 오버슈트가 일어나지 않고 속응성이 좋은 응답을 얻을 수 있는 방법이 개발되었다. 그러나 실제 플랜트를 정확히 모델링하기가 힘들고, 그 동적인 특성이 변화하기 때문에 위의 방법만으로는 외란이나 파라미터의 변동에 대해서 만족할 만한 제어 성능을 얻기 힘들다. 강인성 제어 등에서는 이러한 파라미터의 불확실성 및 모델링 오차 등의 불확실성 등을 고려하여 제어기를 설계함으로써, 문제점들이 해결되었으나, 수식이 복잡하고, 제어기의 차수가 상대적으로 높아지는 등의 단점으로 인해 실제 적용에 어려움이 있다.

이에 반해 퍼지제어는 정확한 수학적인 모델링을 필요로 하는 기존의 제어기법과는 달리 인간의 의사결정 방식과 유사한 형태로 제어 알고리즘을 “if-then” 형식의 규칙으로 표현하고, 퍼지추론을 이용하여, 비선형성이 강하고 플랜트의 특성을 모델링하기가 어려운 경우 등에 적용되어 좋은 결과를 얻고 있다. 그러나 이 또한 제어성능이 설계자의 경험에 좌우되는 면이 있다.

본 절에서는 일반적인 퍼지제어기를 사용하여 플랜트 특성이 변동하더라도 기준 모델의 응답에 잘 추종할 뿐만 아니라 외란에도 강인한 모델 추종형 퍼지제어시스템을 제시한다.[16]

### 3.3.1 퍼지이론

퍼지제어 구조는 Fig.3.10에서 보이는 바와 같이 네가지 구성요소로 되어 있다. 아래 그림에서 보이는 것처럼 퍼지제어기는 제어규칙에 해당하는 퍼지규칙기반(Fuzzy rule base)과 계산장치에 해당하는 추론장치(Fuzzy inference engine)를 주축으로 구성되어 있다. 이때 퍼지제어기가 플랜트 또는 운전자와 주고 받는 데이터는 퍼지량이 아닌 명확한 수치적 데이터(Crisp numerical data)이므로 퍼지량과 명확한 량을 상호 바꾸어 줄 수 있는 변환장치가 필요하게 되고, 구성도의 퍼지화기(Fuzzifier)와 비퍼지화기(Defuzzifier)가 그 변환을 담당하게 된다.[17]

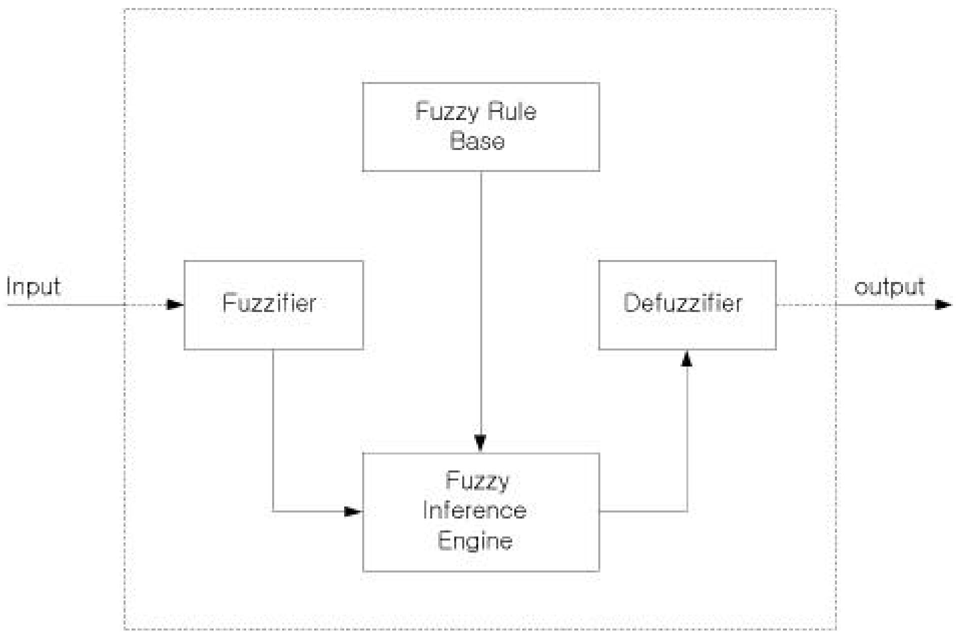


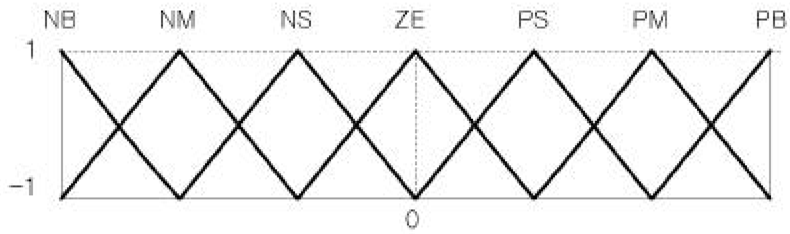

Fig.3.10 Basic configuration of fuzzy logic controller

### 3.3.2 퍼지제어기 설계

(a) **퍼지분할과 소속함수의 결정**

**본 논문에서는 퍼지제어기의 입력변수로 설정속도와 현재속도와의 오차** E **및 오차의 변화량** $\Delta E$ **를 사용하고, 출력변수로는 제어기 출력의 변화량** $\Delta U$**를 사용한다. 입·출력 변수들의 언어값은 각각** 7**개의 퍼지 부분집합으로 분할하였고, 변수의 대집합은** E=[-1, 1], $\Delta E$=[-1, 1], $\Delta U$=[-1, 1]**으로 정규화**(Normalization)**하였다. 소속함수**(Membership function)**의 모양은 계산이 편리한 삼각형을 선택하였다.**

Fig.3.11**은 퍼지분할된 소속함수의 모양과 정의된 각 퍼지 부분집합의 의미를 나타내고 있다.**




$E_{min}$ $E_{max}$

$\Delta E_{min}$ $\Delta E_{max}$

$\Delta U_{min}$ $\Delta U_{max}$

NB : Negative Big
NM : Negative Medium
NS : Negative Small

PB : Positive Big
PM : Positive Medium
PS : Positive Small

Fig.3.11 Fuzzy sets and their membership functions

(b) 퍼지화기

퍼지화기는 명확한 수치적 정보 즉, 기존의 센서로부터 추출한 물리량이나 수치적 명령을 퍼지시스템이 이해할 수 있는 퍼지집합으로 변환하는 연산자이다. 많이 쓰이는 퍼지화 방법으로는 퍼지싱글톤법(Fuzzy singleton method)과 이등변 삼각형법 등이 있으나, 본 논문에서는 구현이 용이하고 연산이 간단한 퍼지 싱글톤법을 사용한다. 이 방법은 Fig.3.12에 보이는 바와 같이 입력 수치변수 x0를 소속함수가

$$A(x) = \begin{pmatrix} 1, & at \quad x = x_0 \\ 0, & otherwise \end{pmatrix} \tag{3.28}$$

인 퍼지집합 A로 사상(Mapping)시키는 기법이다.

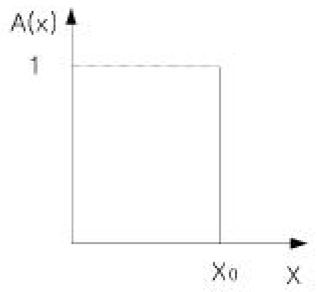



Fig.3.12 Fuzzy singleton method

(c) 퍼지 제어규칙 설계

퍼지제어를 실제로 적용할 때 최초로 문제가 되는 것은 제어기의 설계 즉, 퍼지 규칙을 어떻게 만드는가 하는 점이다. 이 문제를 해결하기 위한 방법의 간단한 예로 Fig.3.13과 같은 응답특성을 가진다고 예상되는 1입력 1출력의 퍼지제어기의 설계과정을 살펴보기로 하자.

먼저, Fig.3.13에 표시된 것처럼 몇 개의 특성적인 구간( Ⅰ, Ⅱ, Ⅲ, Ⅳ)을 나누고 특징점(a, b, c ,d)들을 선별하고 각 특징점들을 가장 잘 나타내는 입력 변수의 퍼지값을 결정하고 그 경우에 필요한 퍼지변수를 정의한다.[18]

일단 기본적인 규칙이 작성되고 난 후에는 모의실험결과를 점검해 가면서 필요한 제어 규칙을 추가해 주면 된다.

다음은 처음 1주기 동안의 특성 구간별 기본 제어규칙을 작성한 예이며, 모의실험에 적용된 전체 규칙도는 Table 3.1과 같다.

$a_1$ : if E is PB and $\Delta E$ is ZE then $\Delta U$ is PB $\Rightarrow R_1$

$b_1$ : if E is ZE and $\Delta E$ is NB then $\Delta U$ is NB $\Rightarrow R_2$

$c_1$ : if E is NB and $\Delta E$ is ZE then $\Delta U$ is NB $\Rightarrow R_3$

$d_1$ : if E is ZE and $\Delta E$ is PB then $\Delta U$ is PB $\Rightarrow R_4$

Table 3.1 Rule table of fuzzy control

| E \ ΔE | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| NB | | | | NB | NM | | |
| NM | | | | NM | | | |
| NS | | | | NS | ZE | | PM |
| ZE | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| PS | NM | | ZE | PS | | | |
| PM | | | | PM | | | |
| PB | | | PM | PB | | | |

Fig.3.13 Characteristic phase of unit step response

(d) 퍼지추론

언어적인 형태로 기술된 퍼지 제어규칙을 퍼지제어기에 적용하기 위해서는 논리적인 실행과정인 퍼지추론 과정이 필요하며, 이는 퍼지논리와 근사추론(approximate reasioning)개념이 바탕이 된다. 퍼지논리제어기에서의 추론은 제어규칙의 구조상 데이터로부터의 일반화된 연역추론(generalized modus ponens)이 된다.

제어분야에서 많이 쓰이는 추론의 방법으로는 크게 합성에 의한 추론법, Tsukamoto의 추론법, Takagi와 Sugeno의 추론법 등을 들 수 있으나, 본 논문에서는 합성에 의한 추론법중 Mamdani의 min-max추론법을 이용하였다. 추론과정에 대한 설명은 앞에서 작성한 퍼지 제어규칙중 R1과 R2만을 고려하기로 한다.

어떤 시점에서의 수치적 입력을 e와 Δe 라고 하면, 이들 입력에 대한 각 규칙의 적합도는 전건부(Antecedent)가 2개의 명제를 and로 연결하고 있으므로 min 연산자 (⋀)를 사용하여 식(3.29)와 같이 된다.

$$R_1\text{의 적합도 :}\quad w_1 = PB(e) \wedge ZE(\Delta e)$$
$$R_2\text{의 적합도 :}\quad w_2 = ZE(e) \wedge NB(\Delta e) \qquad (3.29)$$

여기에서 $PB(e)$, $ZE(\Delta e)$등은 각 입력변수 $e$와 $\Delta e$의 퍼지집합 PB, ZE에 대한 소속정도를 나타낸다. 다음에 이들 적합도를 규칙의 후건부 (Consequent)에 반영시켜 각각의 추론 결과를 구한 후, 결과로서 얻어지는 퍼지집합을 Y1, Y2 라 하고, 제어규칙에서의 함의(Implication)를 Mamdani 추론의 min 연산자 (⋀)로 연산하면, 후건부의 퍼지집합 PB와 NB에 대해서 각각의 소속함수는 아래식과 같이 구해진다.

$$Y1(\Delta u) = w_1 \wedge PB(\Delta u)$$

$$Y2(\Delta u) = w_2 \wedge NB(\Delta u) \tag{3.30}$$

최종적인 추론결과는 각 규칙이 or로 결합되어 있으므로 max연산자 ($\vee$)를 이용하여 식(3.31)과 같이 구해진다.

$$Y(\Delta u) = Y1(\Delta u) \vee Y2(\Delta u) \tag{3.31}$$

(e) 비퍼지화

식(3.31)의 추론결과가 대상시스템에 적용되기 위해서는 비퍼지화 과정을 거쳐 수치적 변수로 변환되어야만 한다. 본 논문에서는 비퍼지화기로서 가장 많이 사용되는 무게중심법(Center of gravity method)을 사용했으며, 식(3.32)은 그 연산식을 나타내고 있다.

$$\Delta u = \frac{\int Y(\Delta u) \cdot \Delta u \, d(\Delta u)}{\int Y(\Delta u) d(\Delta u)} \tag{3.32}$$

Fig.3.14은 수치적 입력 $e$와 $\Delta e$가 퍼지화 및 Mamdani의 퍼지추론을 거쳐 출력 퍼지집합 Y를 결정하고, 비퍼지화를 통해 최종적인 제어량 $\Delta u$를 출력하는 과정을 설명하고 있다.[19]

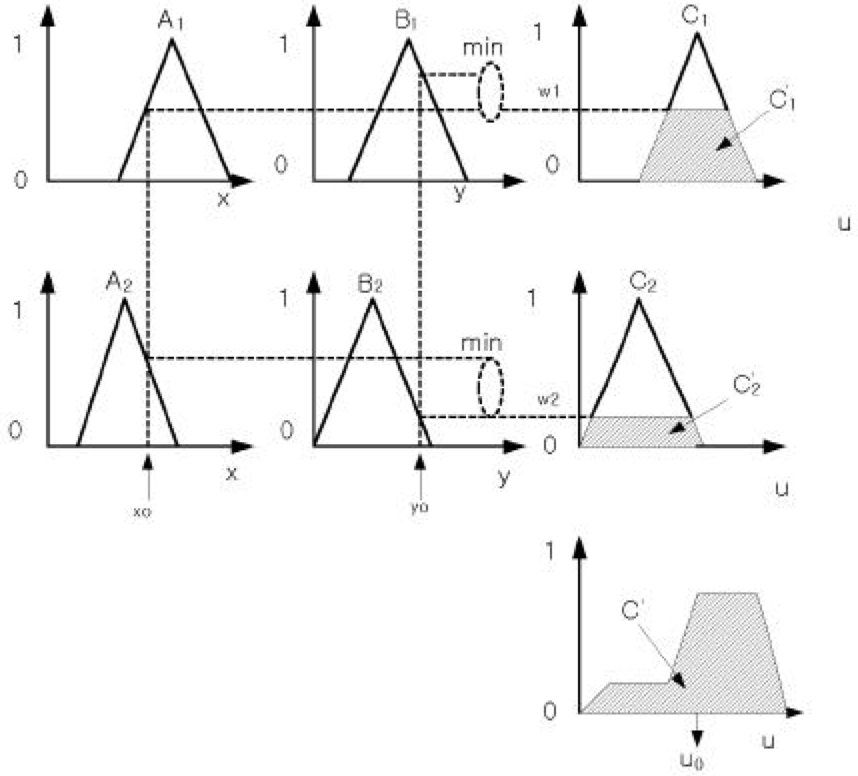



Fig.3.14 Fuzzy reasoning process by min-max composition and centroid of gravity method

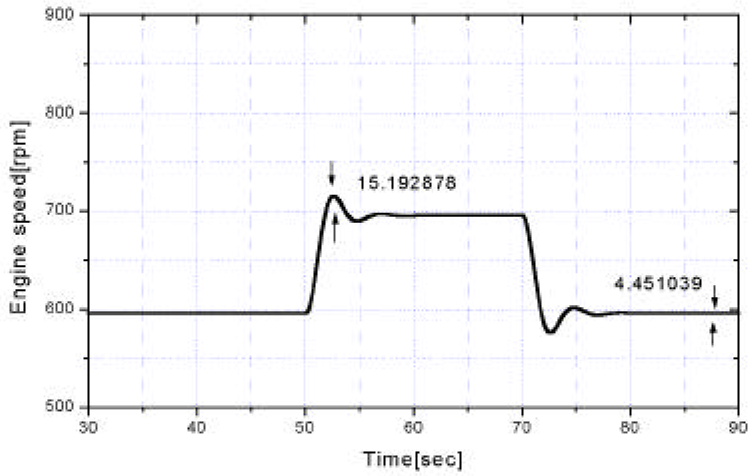
# 제 4 장 모의실험 및 결과고찰

**모의실험기관의 속도성능을 비교하기 위하여 디지털에 의한 H∞제어, 로바스트 서보설계법에 의한 속도제어, 퍼지제어기로 속도제어를 행한다. 모의실험 방법으로는 각 제어 방식에 대하여 공통적으로, 무부하 운전중 기준속도 변경, 무부하 운전중 부하외란 등에 대한 기관의 속도 응답 특성을 구하도록 한다.**

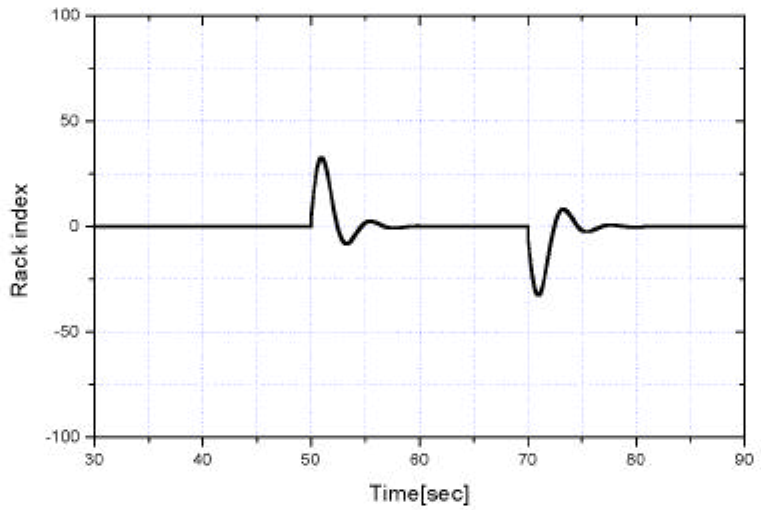
먼저, 무부하 운전상태에서 기관에 가해지는 기준속도 신호가 계단상으로 변동되는 경우로서 Fig.4.1 Fig.4.3에서는 600→700→600[rpm]으로 Fig.4.4 Fig.4.6에서는 기준신호가 700→800→700[rpm]으로 변동되었을 때의 기관의 응답특성이 나타나 있다. 이에 의하면 모든 제어기가 시간이 지남에 따라 기준속도에 수렴해 가지만, 기준속도 추정성능은 로바스트 서보 설계법에 의한 속도제어기가 양호한 반면 오버슈트의 크기는 퍼지제어기보다 높음을 알 수 있다. 그러나 실제기관에서와 같이 래크의 이동량에 제한을 가하여 모의실험을 행한 결과는 Fig.4.16과 같이 오버슈트가 크고 정상상태 오차가 크게 나타난다. 따라서 제어기 설계시 래크 이동량의 제한을 고려해야 할 것이다. 다음은 무부하 운전중 부하외란에 대한 경우로서 Fig.4.7 Fig.4.9에서는 기준속도가 600[rpm]일 때 20초간의 부하외란이, Fig.4.10 Fig.4.12은 기준속도가 700[rpm]일 때 20초간의 부하외란이, Fig.4.13 Fig.4.15은 기준속도 800[rpm]일 때 20초간의 순간적인 부하외란이 가해진 경우를 나타내고 있다.

이에 의하면 H∞로바스트제어기가 가장 열악한 특성을 보이며, 로바스트

**서보설계법에 의한 속도제어기가 가장 양호한 특성을 나타냄을 알 수 있다.**

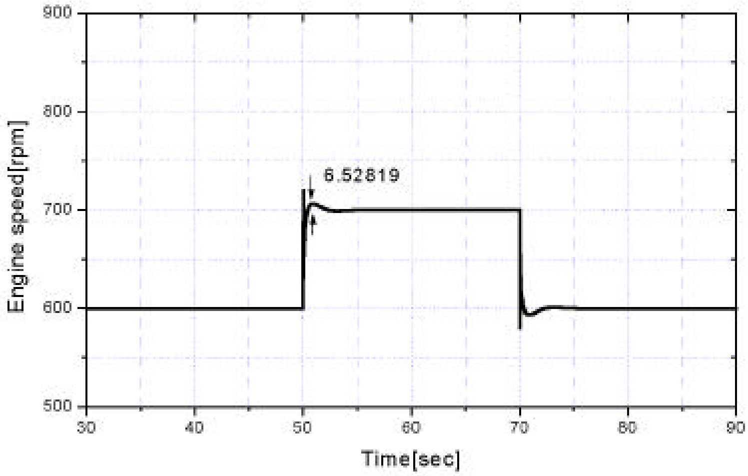



(a) Engine speed

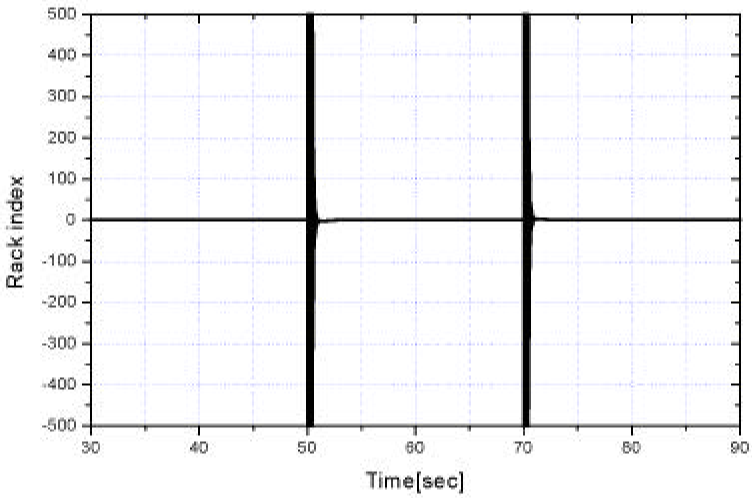



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.1 Step response of experimental engine
(with $H_\infty$ controller, Ref. speed: 600→700 rpm)

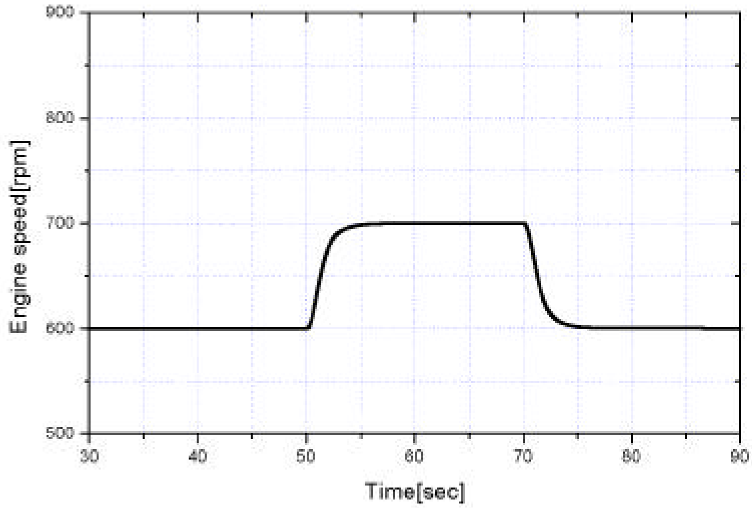



(a) Engine speed

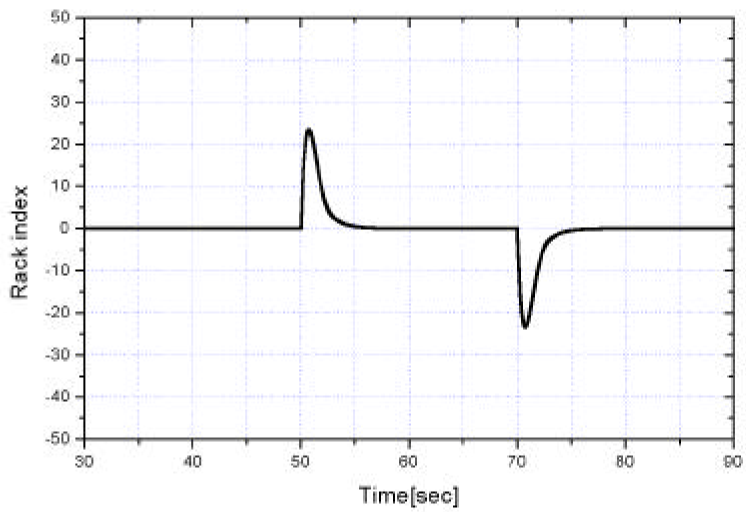



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.2 Step response of experimental engine
(with robust servo controller, Ref. speed 600→700 rpm)

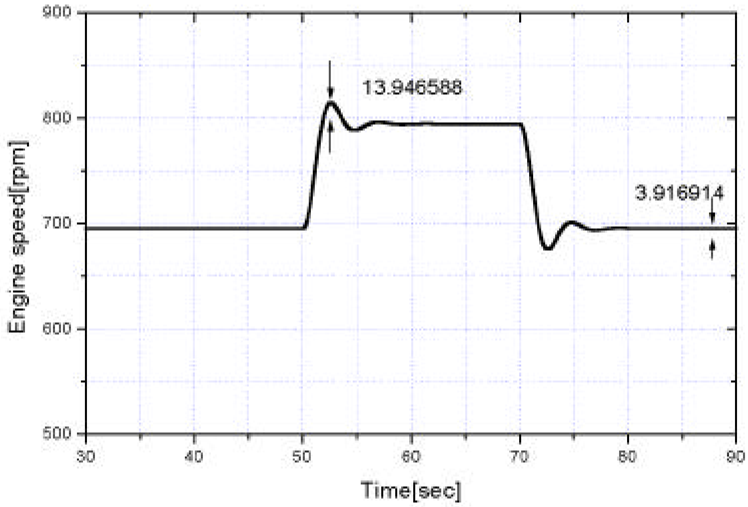



(a)Engine speed

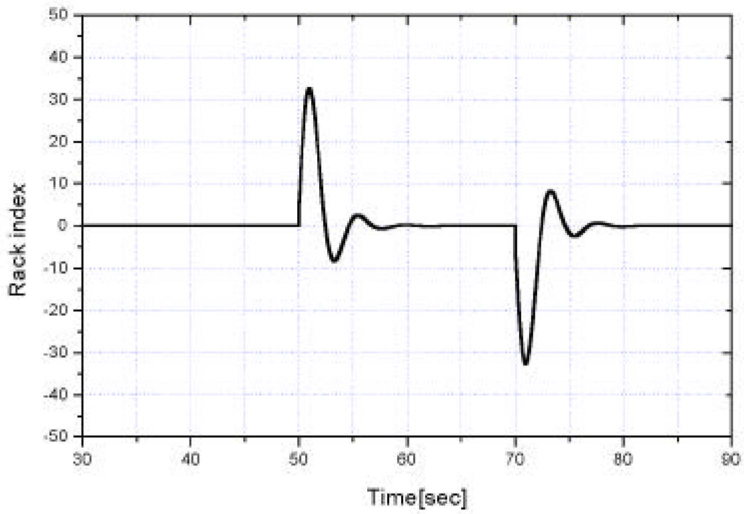



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.3 Response of experimental engine
(with fuzzy controller, Ref. speed: 600→700rpm)

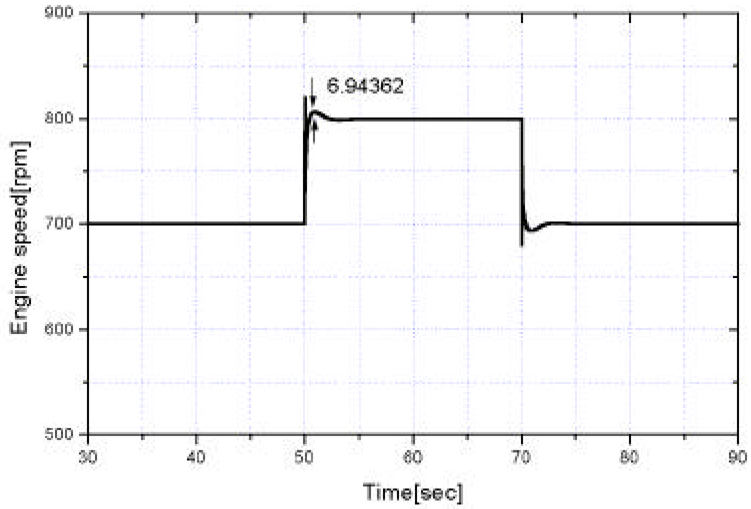



(a) Engine speed

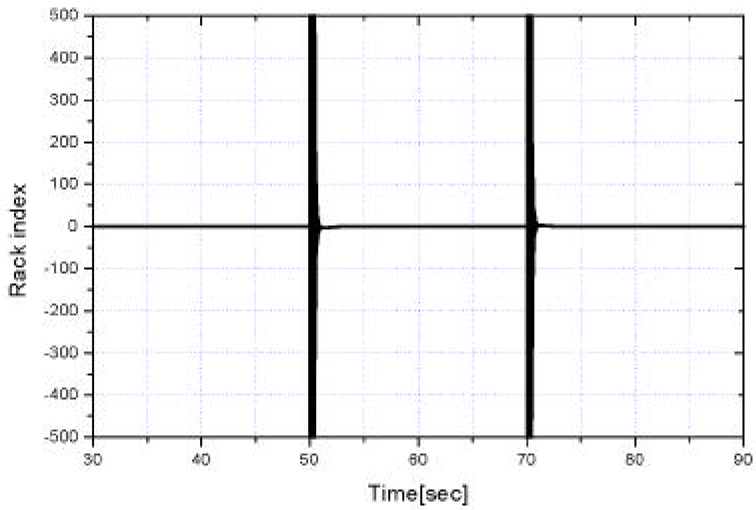



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.4 Step response of experimental engine
(with $H_\infty$ controller, Ref. speed 700→800 rpm)

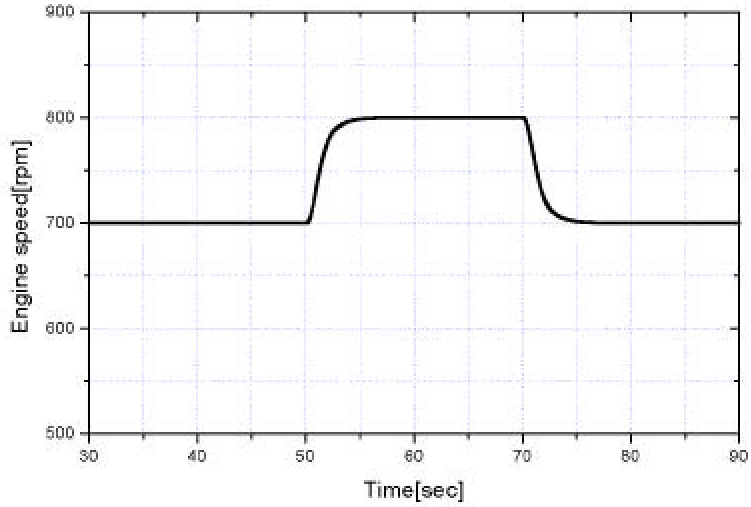



(a) Engine speed

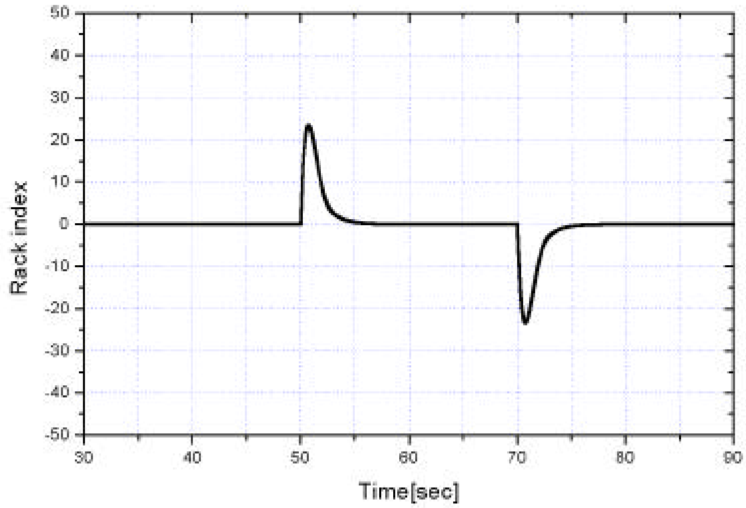



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.5 Response of experimental engine
(with robust servo Controller, Ref. speed: 700 →800 rpm)

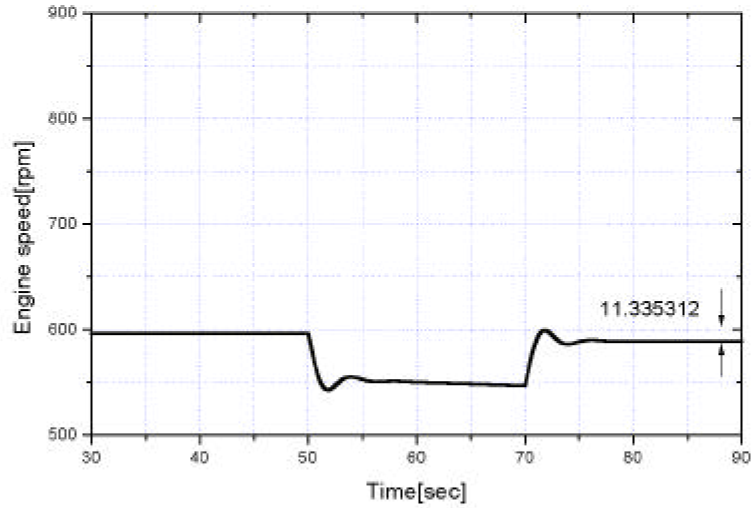



(a) Engine speed

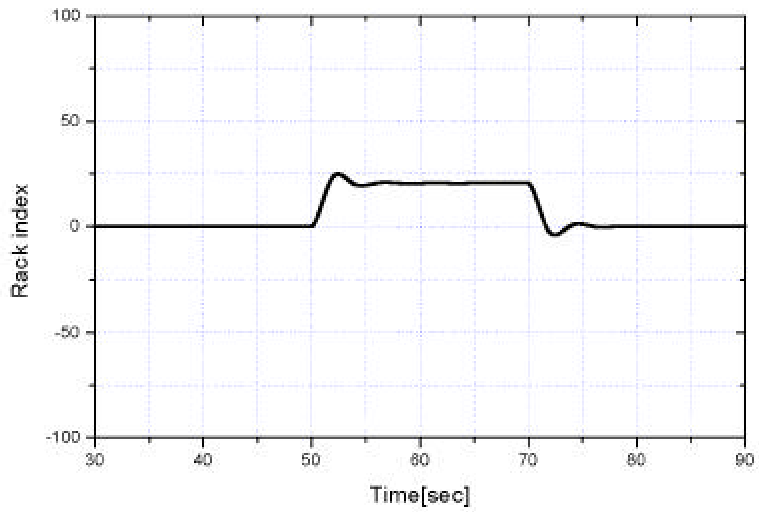



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.6 Response of experimental engine
(with fuzzy controller, Ref. speed: 700 →800 rpm)

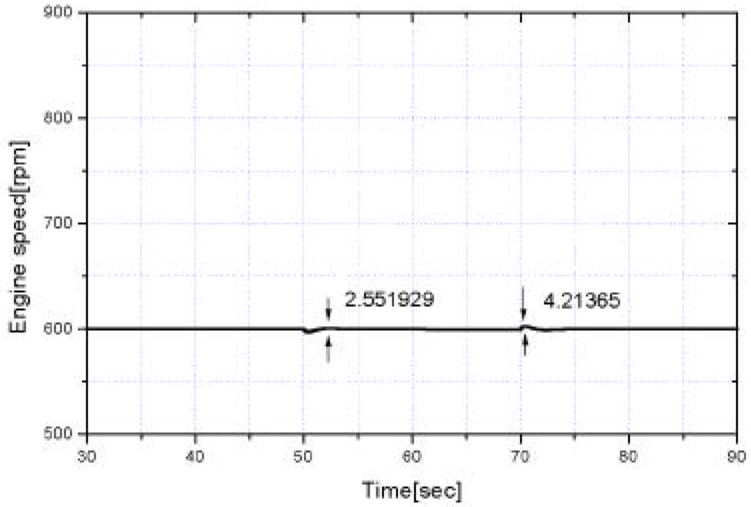



(a) Engine speed

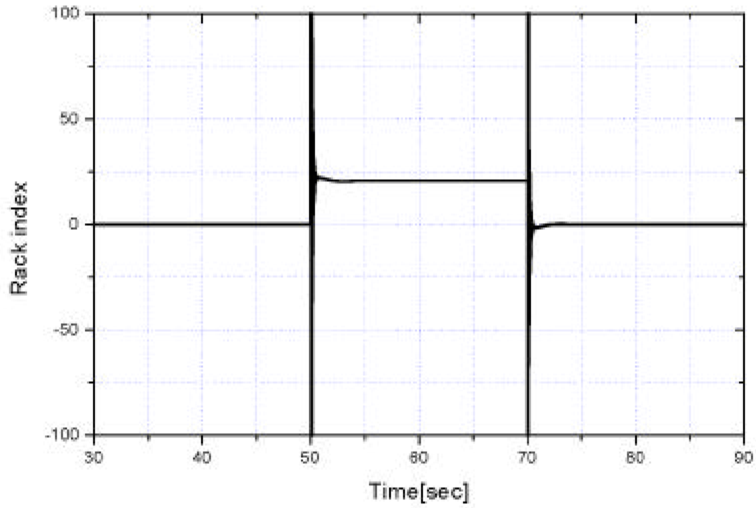


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.7 Response of experimental engine under distrubance (with $H_\infty$ Controller, Ref. speed: 600 rpm)

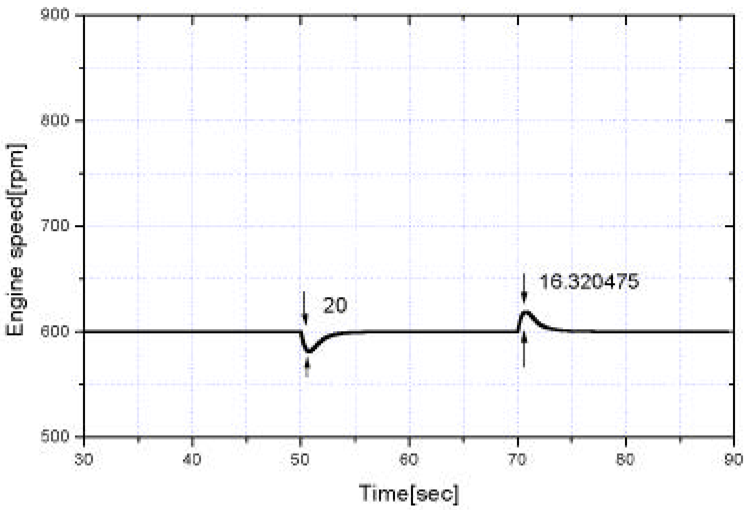



(a) Engine speed

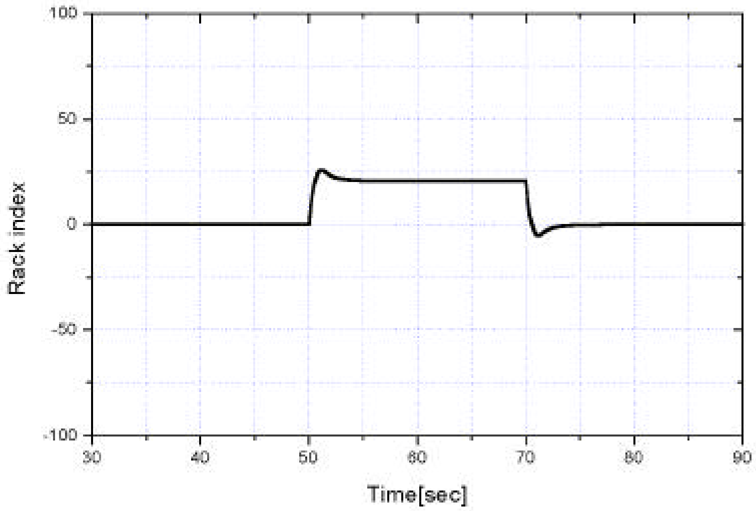


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.8 Response of experimental engine under distrubance (with robust servo controller, Ref. speed: 600 rpm)

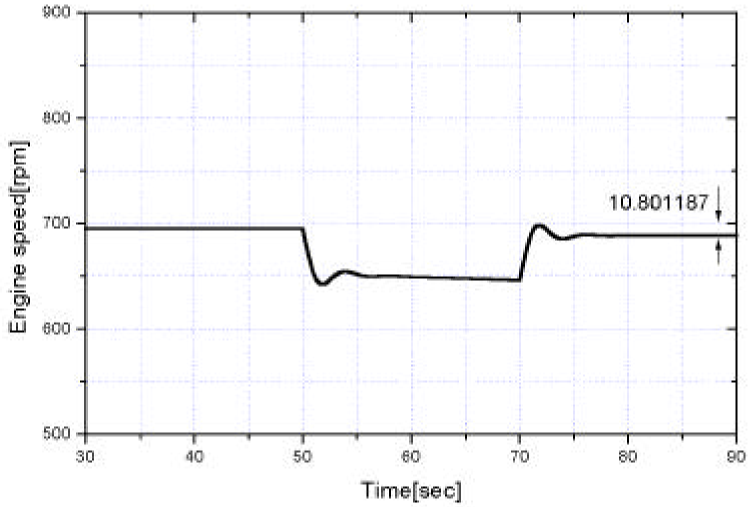



(a) Engine speed

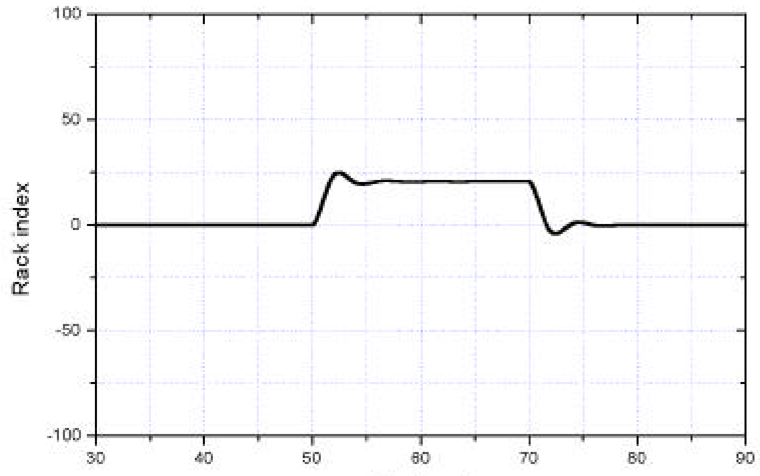


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.9 Response of experimental engine under distrubance (with fuzzy Controller, Ref. speed: 600 rpm)

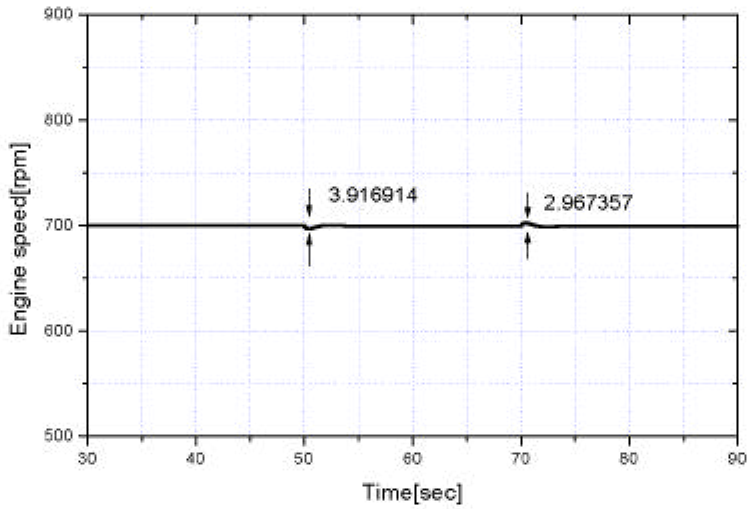



(a) Engine speed

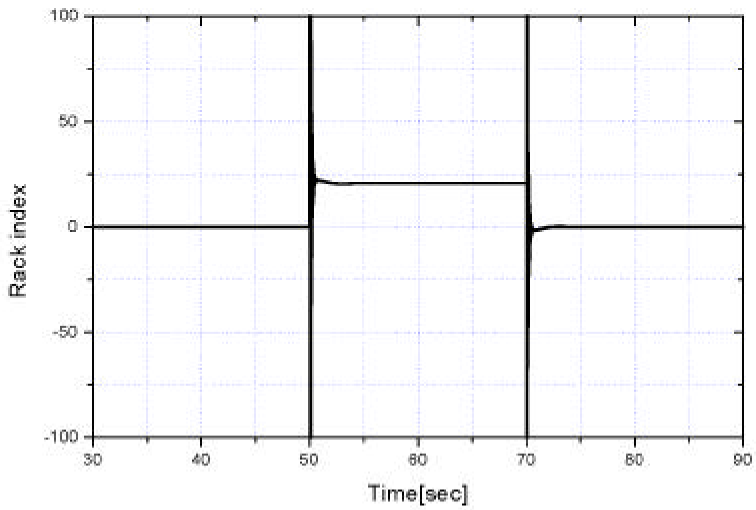


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.10 Response of experimental engine under distrubance
(with $H_\infty$ Controller, Ref. speed: 700 rpm)

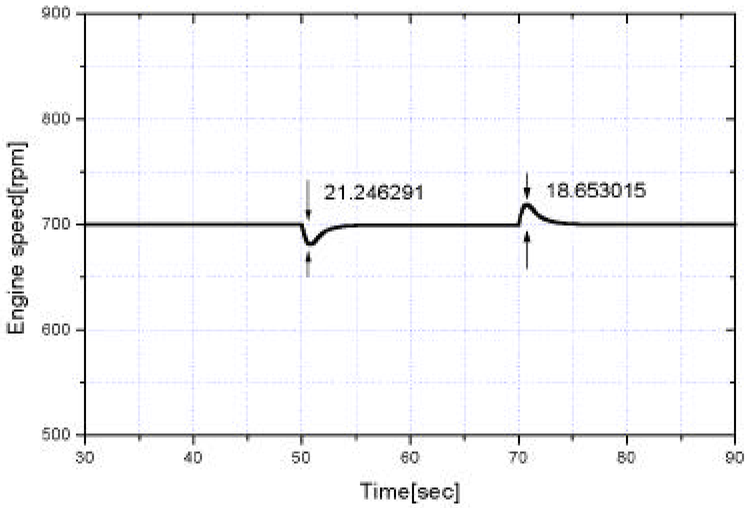



(a) Engine speed

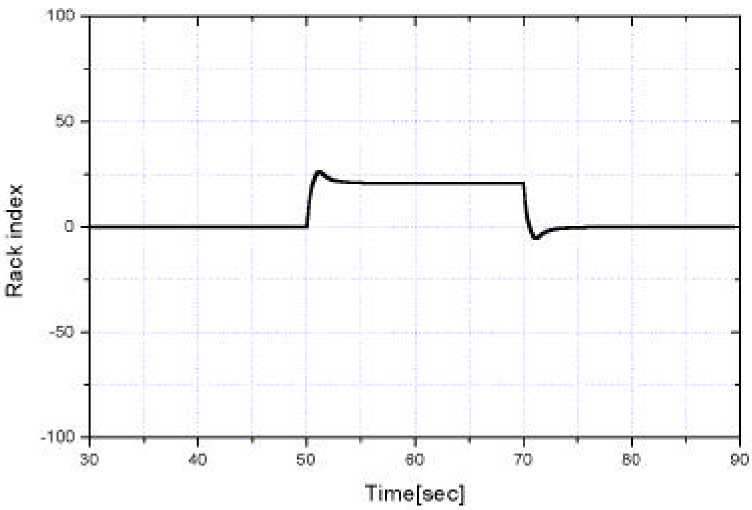


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.11 Response of experimental engine under distrubance (with robust servo Controller, Ref. speed: 700 rpm)

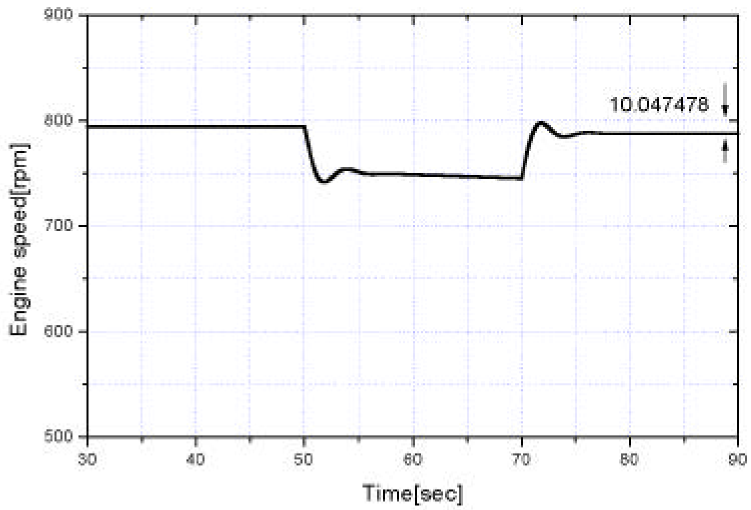



(a) Engine speed

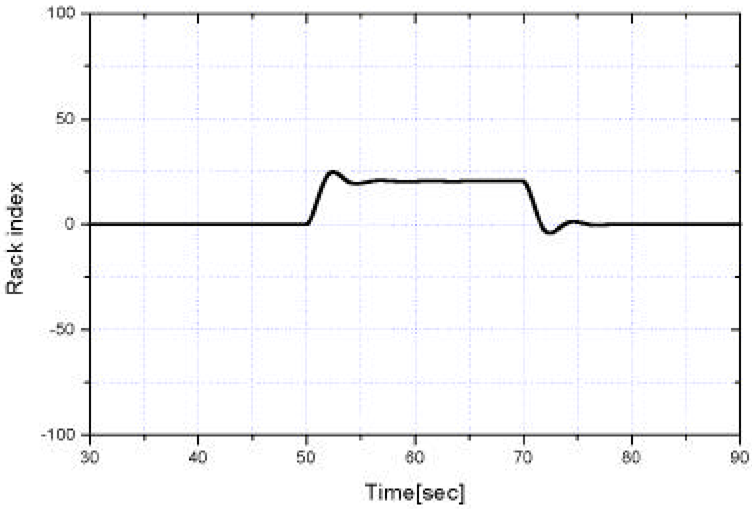


(b) Fuel pump rack index

Fig.4.12 Response of experimental engine under distrubance (with fuzzy Controller, Ref. speed: 700 rpm)

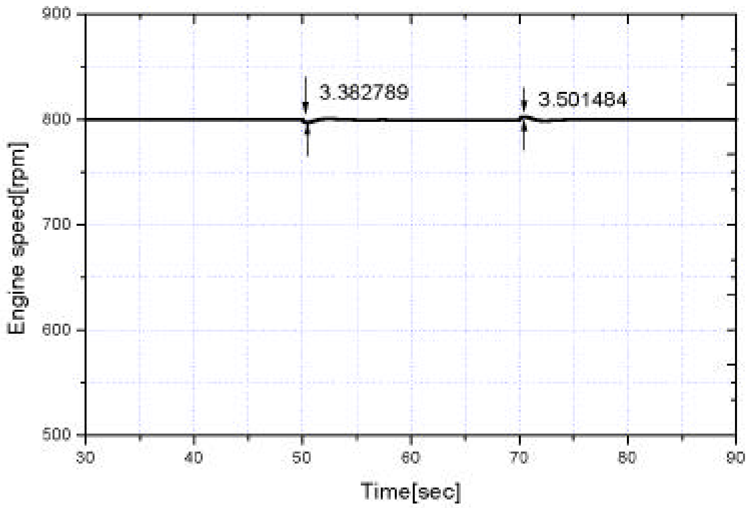



(a) Engine speed

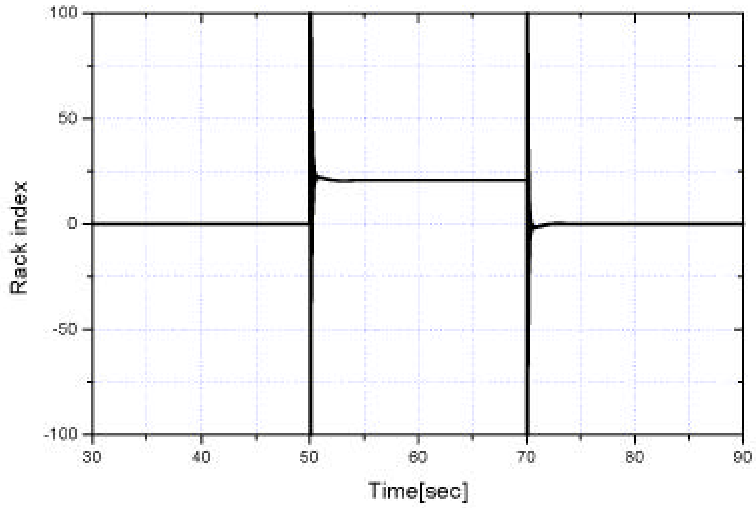



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.13 Response of experimental engine under distrubance (with $H_{\infty}$ Controller, Ref. speed: 800 rpm)

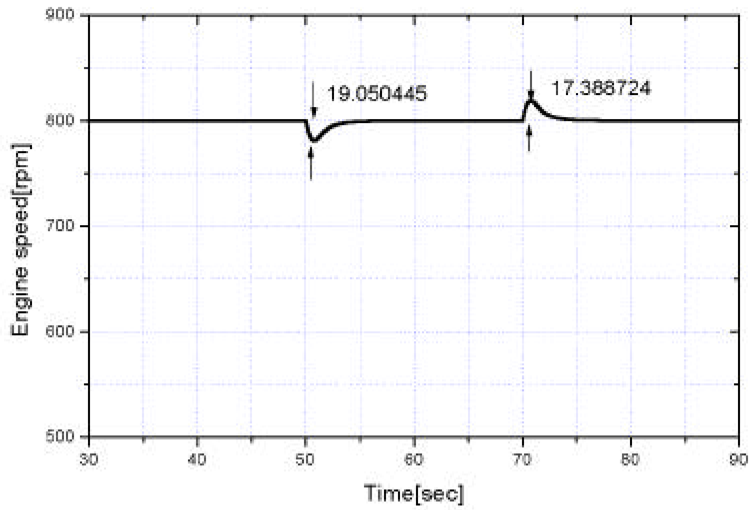



(a) Engine speed

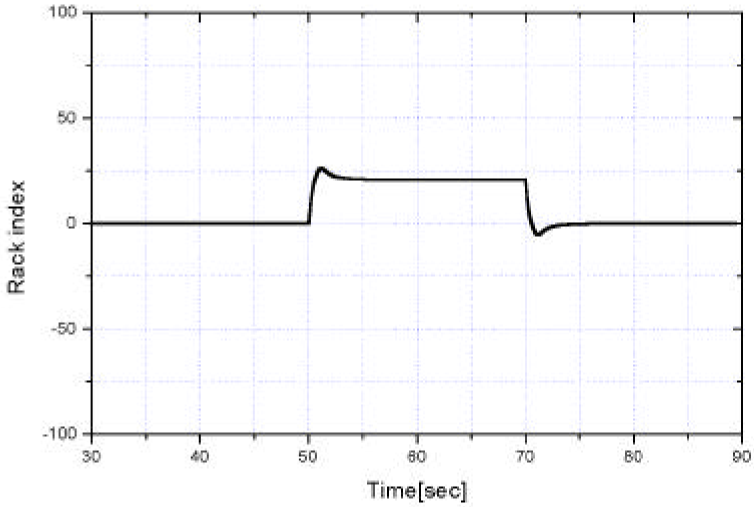



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.14 Response of experimental engine under distrubance
(with robust servo Controller, Ref. speed: 800 rpm)

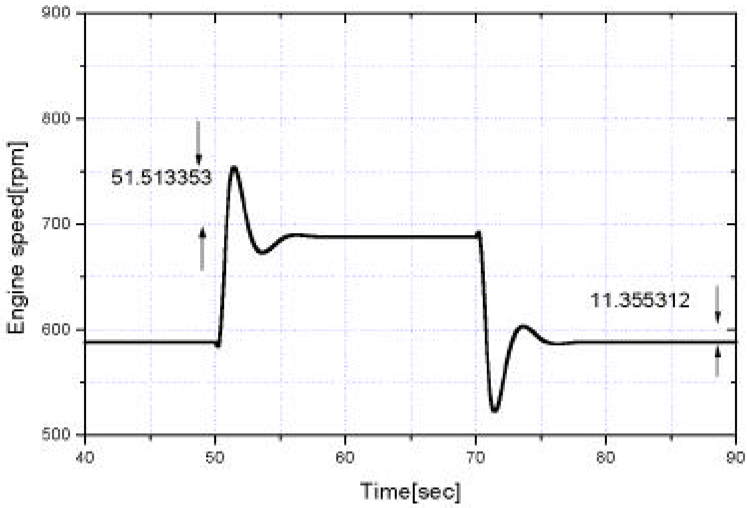



(a) Eengine speed

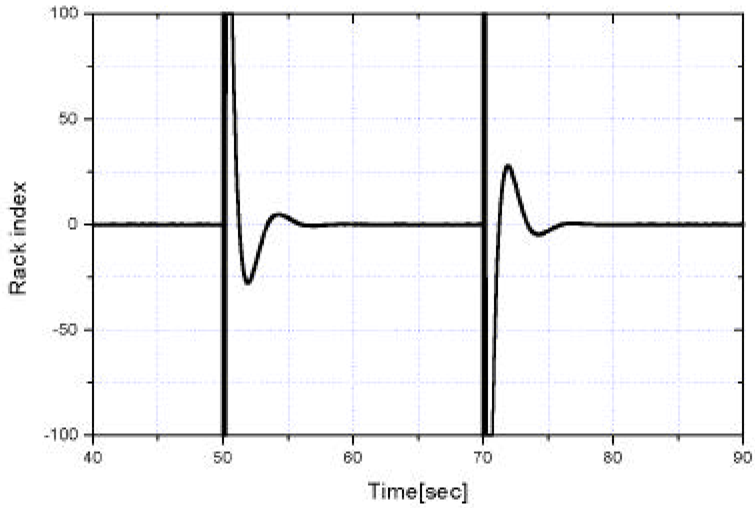



(b) Fuel pump rack index

Fig.4.15 Response of experimental engine under distrubance (with fuzzy Controller, Ref. speed: 800 rpm)




(a) Engine speed




(b) Fuel pump rack index

Fig.4.16 Response of experimental engine
(with robust servo controller, Ref. speed: 600→700 rpm)

# 제 5 장 결 론

본 장에서는 발전기 구동용 소형 디젤기관을 대상으로 H∞제어에 의한 속도제어기, 로바스트 서보제어기, 퍼지제어기에 의한 기관의 속도 제어를 행하고 이들의 결과값을 비교하였다.

- H∞제어에 의한 속도제어기의 경우는 무부하운전특성, 기준속도의 변경에는 뛰어난 모습을 보여주고 있으나 부하 외란에 대한 기준속도 추종성능 측면에서는 상대적으로 열악한 특성을 나타냄을 확인하였다.

- 로바스트 서보제어기의 경우는 특히 부하외란에 대한 기준속도 추종성능이 모든 면에서 뛰어났으나, 오버슈트가 퍼지제어기보다 훨씬 크게 나타나고 있다.

- 퍼지제어기의 경우에는 초기응답이 가장 좋았으나 기준속도 변경의 추종성능은 서보제어기보다 못했음을 확인하였다.

이상의 내용은 컴퓨터 시뮬레이션으로부터 얻어진 것이므로, 실제 기관에 본 연구에서 설계한 제어기를 장착하여 실험을 해 봄으로써 각 제어기의 결점을 보완할 필요가 있다.

# 참 고 문 헌


1) MAN B&W, Techinical notes in circular letter

2) Norcontrol, 1985, “Digital Governor DGS-8800 System”

3) Lyngso-Valmet Marine, "Electronic Governor System Engine Governor", 960.203.311. pp.18 19

4) Lyngso-Marine, "Electronic Governor System: Type EGS900", STL07.C.32., pp.9 18

5) **정병건**, 1996, “**선박용 디젤기관의 로바스트 속도 제어기 설계에 관한 연구**”, **부산수산대학교 대학원 박사학위 논문**.

6) **황현준외** 3**명**, “**유전 알고리즘을 이용한 디젤 엔진의 최적 연료주입 모델 추종형** $H\infty$**제어 시스템 설계**”, 1997, **대한전기학회 논문집**Vol.46, No.7

7) Zhou, K. and P.P.Khargonekar, 1988, "An algebraic Riccati approach to $H\infty$ optimization", Systems & Control Letter, Vol.11, pp.85 90

8) Glover, K. and J.C Doyle, 1988, "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an $H\infty$ norm bound and relations to risk sensitivity", systems & Control Letters, Vol.11, pp.167 172

9) Doyle, J.C.,K. Glover, P.P. Khargonekar, and B.A. Francis, 1989, "State-space solutions to standard H2 and $H\infty$ control problems", IEEE Tranactions on Automatic Control, Vol.34, No.8, pp.831 847

10) Safonov, M.B., K.J.N. Limbeer and R.Y.Chiang, 1989, "Simplifying the $H\infty$ theory via loop-shifting, matrix-pencil and descriptor concepts", Int. J. Control, Vol.50, No.6, pp.2467 2488

11) 김영탁, 여인철, 1993, "시스템 제어 이론", 세화, pp.73

12) 順田信英, 1992, PID 制御, 朝倉書店, Tokyo, pp. 9 38

13) Davison, E.J. and A. goldenburg, 1975, "Robust Control of General Servomechanisim Problem", Automatica, Vol.11, pp.461 471

14) 彬江俊治, 1992, H∞制御の 新しい 展開と應用の 實際テキスト, システム制御情報學會編, pp.1 24

15) Mita,T., K.Z. Liu, and K. Kuriyama, 1993, "H∞ Control with Weighting Functions having $j\omega$ poles", SICE, Vol.29, No.11, pp.1320 1329

16) 황창선외 2명, "퍼지제어기를 이용한 오버슈트가 없는 모델 추종 제어 시스템의 한 설계", 1996, 대한전기학회 Vol.45, No.12

17) 이광현 오길록, 1997, 퍼지이론 및 응용Ⅱ, 흥릉과학출판사, pp.5-9 5-12

18) 박민용 최항식, 1990, 퍼지제어 시스템, 대영사, pp.93

19) 김필재, 1998, "전기유압식 조속기를 가진 디젤기관의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학교 기관학과 석사학위 논문

## 감사의 글

새 천년의 첫날, 떠오르는 해를 보았습니다. 벅찬 감동을 느끼고 희망을 보았습니다.

아마 지금 느낌이 그러지 않을까 싶습니다.

돌이켜 보면 지난 2년간은 힘들고도, 보람있는 시간이었습니다. 새로운 것을 많이 배우고 또한 자신의 한계를 느껴보는 중요한 시간들이었습니다.

부족한 저를 학문의 길로 인도해 주시고 많은 지도와 격려를 아끼지 않으신 정병건 지도교수님께 진심으로 감사드립니다.

본 논문 심사과정에서 많은 조언과 충고를 해주신 김성환 교수님, 소명옥 교수님께 감사드리고, 한국해양대학교 기관시스템공학부 교수님들께도 깊은 감사를 드립니다.

또한 항상 지켜봐주시는 유삼상 교수님께 감사드리며, 부족한 저에게 격려를 아끼지 않으신 하윤수 교수님께도 진심으로 감사드립니다.

그리고 한 가족처럼 지낸 최 상화 선배님, 황 정웅님, 권 순하님, 김 종률님과 연구실 후배님들께도 감사드립니다.

변함없이 저를 믿어주시고 아끼시는 여수대학교 기관공학과 교수님들과 선배, 후배, 동기 여러분들 정말 많은 힘이 됐습니다. 모두들 행복하시길 바랍니다.

끝으로 끊임없는 사랑을 베풀어 주시는 부모님께 감사드리고, 언니들, 동생에게도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다. 그리고 어딘가에 있을 나의 반쪽과 이 기쁨을 나누고 싶습니다.

2000년 1월10일 논문을 마감하며 김 현주 드림