creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

공학석사 학위논문

선박용 대형 디젤 엔진의 강인 속도 제어기 설계

Design of robust speed controller for marine diesel engine

지도교수 정 병 건

2009년 12월

한국해양대학교 대학원

메카트로닉스공학과

황 순 규

本 論文을 황순규의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

위원장 공학박사 소명옥 인

위 원 공학박사 유희한 인

위 원 공학박사 정병건 인

2009년 12월 18일

한국해양대학교 대학원

목 차

Abstract ····· iii
Nomenclature ····· v

제 1 장 서 론 ····· 1
1.1 연구 목적 ····· 1
1.2 연구 동향 ····· 1
1.3 연구 내용 ····· 2

제 2 장 강인 제어 이론 ····· 4
2.1 불확실한 시스템의 모델링 ····· 4
2.1.1 불확실성의 정의 및 종류 ····· 4
2.1.2 선형 분수 변환 ····· 5
2.2 강인 제어기의 설계 사양 ····· 7
2.2.1 스몰-게인 정리 및 강인 안정성 ····· 7
2.2.2 강인 성능 ····· 9
2.2.3 구조화 특이값 ····· 9
2.3 H_∞ 설계법 ····· 10
2.3.1 H_∞ 혼합 감도 최적화 ····· 11
2.3.2 H_∞ 준최적해 ····· 12
2.4 H_∞ 루프-성형 설계법 ····· 15
2.4.1 소인수 섭동에 대한 강인 안정성 ····· 15
2.4.2 H_∞ 루프-성형 설계법 ····· 19
2.5 μ-합성 설계법 ····· 20
2.5.1 μ-합성 : D-K 반복법 ····· 21
2.5.2 μ-합성 : μ-K 반복법 ····· 22

제 3 장 시스템 모델링 ····· 23
3.1 시스템 모델 ····· 23
3.2 불확실 시스템의 주파수역 해석 ····· 29
3.3 폐루프 시스템에 대한 설계 사양 ····· 29
3.3.1 공칭 안정성 및 공칭 성능 ····· 30
3.3.2 강인 안정성 ····· 30
3.3.3 강인 성능 ····· 30
3.4 시스템의 블록 연결 ····· 32

제 4 장 강인 제어기 설계 및 성능 분석 ····· 35
4.1 H_∞ 준최적 제어기의 설계 및 성능 분석 ····· 35
4.1.1 H_∞ 준최적 제어기 설계 ····· 35
4.1.2 H_∞ 준최적 제어기 성능 및 응답 ····· 36
4.2 H_∞ 루프-성형 제어기의 설계 및 성능 분석 ····· 42
4.2.1 H_∞ 루프-성형 제어기의 설계 ····· 42
4.2.2 H_∞ 루프-성형 제어기의 성능 및 응답 ····· 44
4.3 μ 제어기 설계 및 성능 분석 ····· 49
4.3.1 μ 제어기 설계 ····· 49
4.3.2 μ 제어기 성능 및 응답 ····· 51
4.3.3 μ 제어기의 차수 축소 및 성능 ····· 56
4.4 H_∞ 준최적, H_∞ 루프-성형, μ 제어기의 비교 ····· 58

제 5 장 결 론 ····· 64

참고문헌 ····· 65

Design of robust speed controller for marine diesel engine

Soon-kyu Hwang

Department of Mechatronics Engineering
Graduate School of Korea Maritime University

Abstract

Robustness has been an important issue in control-systems design ever since 1769 when James Watt developed his flyball governor. A successfully designed control system should be always able to maintain stability and performance level in spite of uncertainties in system dynamics and/or in the working environment to a certain degree.

And the energy saving is one of the most important factors for profit in marine transportation. In order to reduce the fuel oil consumption the ship's propulsion efficiency must be increased as much as possible. This situation led the conventional mechanical-hydraulic governors for engine speed control to replace digital speed controllers which adopted the PID control or the optimal control algorithm. But these control algorithms have not enough robustness to suppress the engine's variation of the time delay and the parameter perturbation.

In this study the author compares robust stability and performance of the designed controllers with sub-optimal H_∞, H_∞ loop-shaping, μ-synthesis and

D-K iteration algorithm. And the validity of these three controllers is investigated through the response of computer simulation with Matlab.

Finally, the author designs the digital governor for engine speed control through the fore-mentioned robust control theory and applies it to the closed system via computer program. The result of the engine speed control shows the good disturbance rejection and reference signal tracking. In particular, μ controller is the most excellent in the nominal performance, robust stability and performance. But it has great difficulty in using in the industry because of controller's high order. In order to apply it to the industry, it needs to reduce its order.

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교

Nomenclature

$\widetilde{A}$: System matrix

$\widetilde{A}^{-1}$: Inverse of system matrix

B_{Δ} : Norm-bounded subsets of Δ

$D(s)$: Polynomial of denominator

E : Real n × n matrix

E^{T} : Transpose of E

$F(G, K)$: Linear fractional transformation of G and K

$F_{L}(G, \Delta)$: Lower linear fractional transformation

$F_{U}(G, \Delta)$: Upper linear fractional transformation

G : Transfer function matrix of nominal model

G_{c} : Transfer function matrix of the engine's combustion subsystem

G_{eng} : Nominal engine plant

G_{p} : Transfer function matrix of

G_{r} : Transfer function matrix of the engine's rotation subsystem

G_{s} : The shaped system with the weighting functions W_1 and W_2

G_{Δ} : Transfer function matrix of plant with the perturbation

H : Hamiltonian matrix

I : Unit matrix

K : Controller

K_{c} : Gain of the engine's combustion subsystem

K_{hin} : Suboptimal H_{∞} controller

K_{mu} : μ-synthesis controller

K_{ls} : Loop shaping design procedure controller

K_{r} : Gain of the engine's rotation subsystem

K_{red} : Reduced order controller

$M(G,K)$: Interconnected transfer function matrix

$N(s)$: Polynomial of numerator

$P(s)$: General plant

Q : Real n × n matrix

R and C : Field of real and complex numbers

S : Sensitivity function

T_c : Time constant of combustion subsystem

T_{dl} : Time delay of fuel injection system

T_r : Time constant of the engine's rotation subsystem

$U(s)$: Control signal of the fuel pump rack

W : Real n × n matrix

W_p, W_u : Weighting functions

W_1 : Pre-compensator

W_2 : Post-compensator

$Z(\Delta)$: Uncertainty set

a_x : Physical parameter

$\bar{a}$: Nominal value

d : Disturbance vector

det(A) : Determinant of A

diag : Diagonal matrix

e : Error signal vector

n : Measurement noise vector

p_a : Perturbation

r : Reference input vector

u : Control signal vector

w : Exogenous input signal vector

x	: State vector
y	: Output signal vector
z	: Output signal vector
β	: Constant
Δ	: Perturbation block
Δ_F	: Fictitious performance uncertainty block
δ_i	: Uncertainty parameter
ϵ	: Stability margin
γ	: Constant
λ	: Eigenvalue
μ	: Structured singular value
$\overline{\sigma}$(A)	: The largest singular value of A
ω_0	: Rotational angular velocity
$e^{-T_{dl}s}$	: Transfer function of combustion time delay
$\in$	: Belong to
$\subset$	: Subset
$:=$	: Defined as
$\forall$	: All of
$\| \bullet \|_2$	: 2-norm
$\| \bullet \|_\infty$	: ∞-norm
$\| \bullet \|_H$	: Hankel norm

제 1 장 서 론

1.1 연구 목적

에너지 절약은 해상운송 비용측면에서 가장 중요한 요소 중 하나이므로, 연료 소비를 줄이기 위해 선박의 추진효율을 높일 필요가 있다[1]. 추진 효율은 엔진과 프로펠러의 조합에 따라 달라지며, 프로펠러의 회전 속도가 낮을수록 효율은 좋아진다. 이러한 상황은 엔진 제작회사가 저속, 장행정 및 실린더의 수가 줄어든 엔진을 제작하도록 하였다.

엔진이 저속이 될수록 기계식 조속기로는 엔진을 정속으로 유지하기가 힘들어지게 되었으며 이는 결국 PID 제어[2] 또는 최적 제어 알고리즘을 채택한 디지털 조속기[3]를 도입하게 되는 계기가 되었다. 하지만 이러한 디지털 조속기는 연료 분사에서의 시간지연, 엔진 파라미터 섭동 등에 대한 강인성(robustness)이 충분하지 못하였다.

본 논문에서는 연료 분사계통의 시간지연과 엔진 파라미터 섭동 등을 고려한 강인 속도제어기로서 H_∞제어기, H_∞ 루프-성형 제어기, μ 제어기를 설계한다. 또한 제어기의 성능을 평가하기 위하여 앞에서 설계한 3가지 제어기를 조속기로 한 엔진 속도제어 시스템을 구성하고 외란과 시스템 파라미터의 변동에서도 강인한 속도제어가 이루어짐을 시뮬레이션을 통해 보이고자 한다.

1.2 연구 동향

제어 시스템 설계에서 강인성의 문제는 언제나 인식되고 있었지만 특히 지난 20여년만큼 크게 대두된 적은 없었다. 고전적인 단일입출력 제어인 경우는 게인 및 위상 여유를 어느 정도 보장하면 강인성을 달성할 수 있

고, 안정도 여유가 충분하도록 설계만 하면 시간영역 성능도 대체로 좋게 얻을 수 있었다. 다변수 설계 기법이 처음 개발된 1960년대에는 제어 시스템의 성능 향상이 주목적으로 강인성 문제에는 별 관심이 없었다. 이때 나온 기법들은 주로 LQ(linear quadratic) 성능 지수를 사용했고, 외란이 정규분포를 따른다고 보았는데 시스템의 수학적 모델을 어느 정도 정확하게 유도할 수 있고 외란과 잡음을 백색잡음(white noise)으로 간주할 수 있는 항공우주 분야에서는 적합하였다. 하지만 이런 LQG(linear quadratic gaussian) 방법을 산업 현장에 적용해 보면 강인성 특성이 보잘 것 없었고, 바로 이러한 단점이 피드백 제어 시스템을 설계할 때 강인성 문제를 분명하게 고려할 수 있는 이론을 개발하고자 하는 기폭제로 작용하였다. 1980년대 초에 강인 제어이론 개발을 앞장서서 이끈 사람은 Zames[4]와 Francis[5]이었고, 이것이 오늘날 H_∞ 최적제어 이론으로 완성되었다.

이를 이용한 연구가 활발히 진행되고 있는데, 이 중 한분야로 엔진 제어에 관한 것이다. 朴 등[6]은 엔진의 공회전 속도를 효과적으로 제어하기 위해 실제 자동차 엔진에 H_∞ 제어를 적용하여 공회전시 엔진에 부하가 많이 걸리거나 동작 조건이 바뀌더라도 안정적으로 엔진을 제어함으로써 공회전 속도를 낮추었고 연료 소모도 줄일 수 있었다.

田 등[7]은 선박용 디젤엔진산업의 발전과 전망에 대해 분석하였고, 환경공해 문제와 함께 엔진 수리보수 및 관리를 단순화하기 위하여 기계식 대신 퍼지(fuzzy) 및 H_∞ 제어 이론이 적용된 전자제어 엔진으로 바뀔 것으로 예상하였다.

鄭 등[8]은 H_∞ 제어기법을 이용하여 저속디젤기관의 속도제어기를 구성하고 모의실험을 통해 그 실현 가능성을 보였다.

1.3 연구 내용

제2차 오일쇼크로 촉발된 선박용 디젤엔진의 저속화, 장행정화, 대형화

추세에 따라 종래의 기계·유압식 조속기로는 저속 회전영역에서 속도제어가 힘들게 되었다. 또한 황천과 같은 열악한 해상 환경에서 급격한 부하 변동이 있을 경우, 기계·유압식 조속기는 비례동작에 의하여 연료 분사량을 조절하므로 레이싱(racing)에 따른 격렬한 엔진 속도변동에 적절히 대처하지 못해 엔진 제작사의 요구 사양에 맞출 수 없는 경우가 많았다. 따라서 엔진 제작사는 이를 해결하기 위해 일정수 이하의 실린더를 갖는 엔진에서는 디지털 조속기를 사용하도록 하고 있다. 이에 따라 PI나 PID 제어기에 의한 제어 시스템 또는 최적 레귤레이터를 결합한 속도 제어 시스템에 사용하였으나, 이들은 모델링할 때 나타나는 모델링 불확실성에 대한 안정도, 강인성(robustness) 문제를 제어기 설계시 직접 고려할 수 없는 단점이 있었다.

따라서 본 연구에서는 저속, 장행정, 소수 실린더의 선박용 디젤 엔진을 제어 대상으로 하고, 속도변동에 따른 엔진 파라미터와 토크 변동을 모델링 불확실성으로 고려하는 강인 속도 제어기를 구한다. 즉, H_∞ 준최적 설계, H_∞ 루프-성형, 그리고 μ-해석과 합성법을 이용한 제어기를 설계한 후, 속도제어 시스템에 적용하여 공칭 성능, 강인 안정성, 강인 성능 등을 검토한다.

제 2 장 강인 제어 이론

2.1 불확실한 시스템의 모델링

시스템의 불확실성(uncertainty)은 제어 시스템의 외부 입력 신호와 동적 섭동 때문에 나타난다. 외부 신호는 입력 및 출력 외란, 센서나 작동기의 잡음 등이고 동적 섭동은 수학적 모델과 실제 시스템의 수학적 모델의 차이, 모델링 할 때 무시한 비선형성, 특정한 목적을 위해 줄인 차수 모델, 그리고 환경 변화나 노후로 생기는 시스템 파라미터의 오차가 그 원인이 된다.

2.1.1 불확실성의 정의 및 종류

비구조화 불확실성이란 시스템의 여러 부분에서 발생될 수 있는 동적 섭동을 하나의 섭동 블록 Δ로 한데 뭉쳐 나타낸 것이다. 이렇게 표현된 불확실성을 비구조화 불확실성(unstructured uncertainty)이라고 한다. 이러한 불확실성이 선형 시불변인 경우는 블록 Δ가 미지의 전달함수행렬로 표현되며, 이를 실제 제어시스템에 반영할 때에는 덧셈형, 뺄셈형, 곱셈형, 나눗셈형 및 소인수형 섭동의 모습으로 나타날 수 있다.

Figure 1은 덧셈형 섭동을 나타내는 것으로서, $G(s)$는 공칭 모델(nominal model)이고 $G_P(s)$는 섭동이 포함된 실제 시스템이다.

비구조화 불확실성은 시스템에서 모델링이 되지 않았거나 무시한 동력학을 표현할 때 유용하다. 모델링 하지 못한 시스템의 시간지연, 히스테리시스 등 비선형성 등이 예가 되며, 이러한 섭동은 시스템 파라미터의 값이 어떤 범위 안에서 변하는 불확실성으로서 대개 저주파수 영역의 성능에 영향을 미친다.

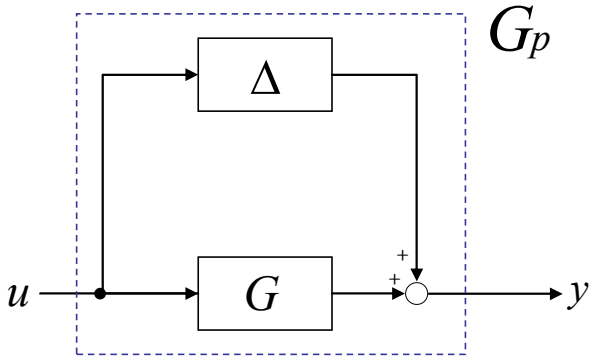

Figure 1: Perturbation configuration

또한 불확실성을 고려한 강인 설계 문제를 풀 때는 모델링 안 된 동역학과 같은 비구조화 불확실성뿐만 아니라 파라미터 변화도 함께 고려하여야 한다. 이러한 불확실성들은 플랜트 동역학에서 비롯되기 때문에 전체 시스템은 2.1.2절의 Figure 2와 같이 $F(M, \Delta)$의 표준 구조로 재배치 될 수 있고, 이때 불확실성 블록 Δ의 일반적인 형태는 다음과 같다.

$$\Delta = diag[\delta_1 I_{r_1}, \cdots, \delta_s I_{r_s}, \Delta_1, \cdots, \Delta_f] : \quad \delta_i \in C, \Delta j \in C^{mj \times mj} \tag{1}$$

전체 블록 Δ는 s개의 스칼라 값으로 결정되는 대각선 행렬 블록과 f개의 완전한 행렬 블록으로 구성된다. 파라미터 δ_1은 보통 복소수이지만 불확실성에 대한 정보를 좀 더 많이 확보하면 실수가 될 수도 있다. 완전한 행렬 블록은 꼭 정방행렬이 될 필요는 없지만 정방행렬이 되면 기호를 간편하게 쓸 수 있는 이점이 있다. 위 식의 불확실성과 함께 LFT 기법을 써서 섭동 시스템을 표현하면 Δ가 확실한 구조를 갖게 되므로, 이를 구조화 불확실성(structured uncertainty)이라 한다.

2.1.2 선형 분수 변환

먼저 불확실성을 표현하기 위한 수학적 도구에 대해 살펴보자. Figure 2는 제어 시스템의 불확실성이 입력과 출력의 관계에 미치는 영향을 표현하는 것으로 1950년대 후반에 회로 해석 분야에서 처음 사용했고 나중에 강인 제어 학자들이 불확실성을 모델링하기 위해 이를 채택하게 되었다.

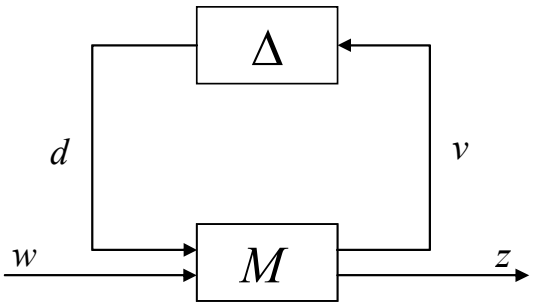

Figure 2: Standard M-△ configuration

Figure 2에서 결합 전달함수행렬 M의 각 요소 구성은

$$M=\begin{bmatrix} M_{11} M_{12} \\ M_{21} M_{22} \end{bmatrix} \tag{2}$$

와 같이 나타낼 수 있는데, 이때 M_{11}의 차원은 Δ와 일치해야 한다. 따라서 M의 구조와 Figure 2에 나타난 관계를 이용하면 출력 z는 아래와 같다.

$$z=[M_{22}+M_{21}\Delta(I-M_{11}\Delta)^{-1}M_{12}]w \tag{3}$$

만약 $(I-M_{11}\Delta)^{-1}$ 의 행렬식이 0이 아니면 이것의 역행렬이 존재하므로

$$F(M,\,\Delta)=M_{22}+M_{21}\Delta(I-M_{11}\Delta)^{-1}M_{12} \tag{4}$$

을 정의할 수 있는데, 이때 $F(M, \Delta)$를 M과 Δ에 대한 선형 분수 변환(linear fractional transformation, LFT)이라 한다. M의 위쪽 루프에 Δ가 달려 있을 경우 상위(Upper) LFT라 하고, 아래쪽 루프에 Δ가 달려 있을 경우 하위(Lower) LFT라 한다. Figure 2의 경우 상위 LFT의 U를 써서 $F_U(M, \Delta)$와 같이 나타낸다.

2.2 강인 제어기의 설계 사양

제어 시스템이 강인하다는 것은 여러 가지 불확실성이 존재하더라도 안정하면서 미리 제시한 성능 조건을 동시에 만족한다는 뜻이다. 강인 설계는 어떤 시스템에 대해 적당한 제어기를 찾고, 이를 적용한 폐루프 제어 시스템이 강인하도록 설계하는 것을 뜻한다.

2.2.1 스몰-게인 정리 및 강인 안정성

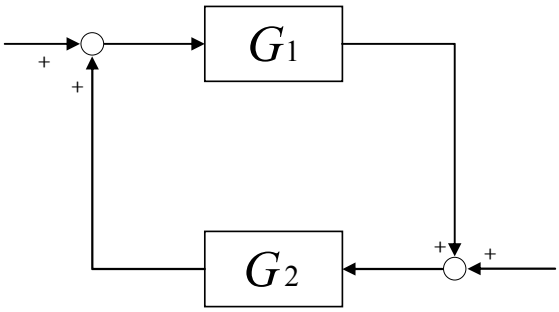

Figure 3: A feedback configuration for small-gain theorem

Figure 3에서 $G_1(s)$와 $G_2(s)$가 안정하면, 즉 $G_1 \in H_\infty$와 $G_2 \in H_\infty$이면 이 폐루프 시스템은 다음 조건이 만족될 때만 내부적으로 안정하다고 하고 이를 스몰-게인 정리[9]라 한다.

$$\| G_1 G_2 \|_\infty < 1 \qquad \| G_2 G_1 \|_\infty < 1 \tag{5}$$

Figure 4와 같이 플랜트 G와 제어기 K로 이루어진 폐루프 시스템에 위 정리가 적용되었을 때, 플랜트 G에 작용하는 모든 가능한 섭동에 대해 여전히 안정하다면 강인 안정성이 보장된다. 이는 제어기 K가 공칭 플랜트 G를 어떤 상황에서도 안정시키는 제어기이기 때문이다.

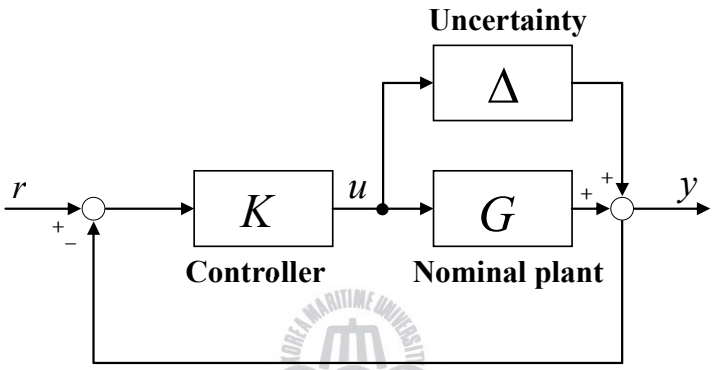

Figure 4: Perturbation configuration

Figure 4에서 안정한 Δ가 포함된 폐루프 시스템은 K가 공칭 플랜트를 안정시키고, 또 다음의 조건이 만족 할 경우 강인 안정성을 보장한다.

$$\| \Delta K(I+GK)^{-1} \|_\infty < 1 \qquad \| K(I+GK)^{-1}\Delta \| < 1 \tag{6}$$

단, 섭동 블록이 안정하다는 가정이 깔려 있고, 이 가정은 섭동 시스템의 복소평면 오른쪽에 있는 극점의 개수가 공칭 시스템의 불안정한 극점 개수와 같을 때에 성립한다. 만약 이를 만족하지 않는다면 두 개 이상의 전달함수 행렬이 무한대에 있는 영점을 포함하여 영점을 서로 공유하지 않는 소인수 섭동 모델(coprime factor perturbation)을 사용하여야 한다.

2.2.2 강인 성능

Figure 5와 같은 전형적인 폐루프 시스템에서 G는 플랜트, K는 제어기, 그리고 r, y, u, e, d 및 n은 각각 기준 입력, 출력, 제어 입력, 오차 신호, 외란 및 측정 잡음이다.

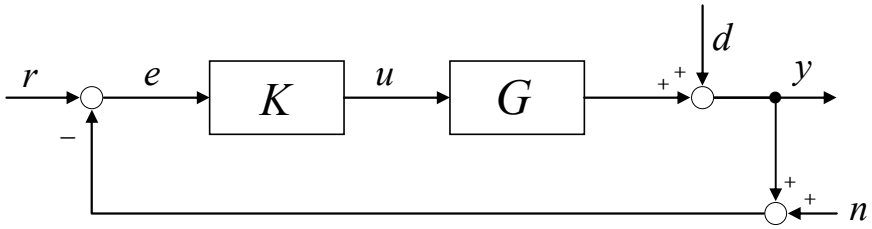

Figure 5: A closed-loop configuration of G and K

입력 추적, 외란 감소 및 잡음 제거에 대한 성능 특성은 각 입력 r, d 및 n에 대해 양호한 결과를 얻을 수 있어야 한다. 이때 각 입력은 정규화시켜 1을 넘지 않도록 한다. 즉, 각 입력에 대한 전달함수행렬의 최대 게인 ∞-노음($\| \bullet \|_\infty$)을 최소화 할 필요가 있다. 따라서 강인 제어기 설계 문제는 플랜트를 안정화 시키면서 다음을 최소화하는 최적의 제어기를 찾는 문제가 된다.

- 입력 추적 성능($r \to e$) : $\| (I+GK)^{-1} \|_\infty$
- 외란 감소 성능($d \to y$) : $\| (I+GK)^{-1} \|_\infty$
- 잡음 제거 성능($n \to y$) : $\| -(I+GK)^{-1}GK \|_\infty$
- 작은 제어 에너지($e \to u$) : $\| K(I+GK)^{-1} \|_\infty$

2.2.3 구조화 특이값

구조화 특이값(structured singular value, SSV)은 비구조화 불확실성뿐만 아니라 구조화 불확실성에서도 강인 안정성을 보장하기 위해 필요하다. 구조화 특이값에서 강인 안정성 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\det[I - M(j\omega)\Delta(j\omega)] \neq 0, \ \ \forall \omega \in R, \ \ \forall \Delta \tag{7}$$

여기서 공칭 폐루프 시스템 $M(s)$는 안정한 것으로 가정하고, 모든 주파수 ω에 대해 $I - M(j\omega)\Delta(j\omega)$을 특이 행렬로 만들지 않기 위해 아주 작아야 한다. 여기서 $M(j\omega)$는 복소 행렬이고, $\boldsymbol{\Delta}$는 식 (1)과 같이 나타난다. $\sum_{i=1}^{s} r_i + \sum_{j=1}^{f} m_j = n$이고 n은 블록 Δ의 차원과 같을 뿐만 아니라 집합 Δ가 한정되어 있다고 가정한다. 이 구조화 불확실성에 대한 정규화 표현은

$$\boldsymbol{B_{\Delta}} := \{\Delta : \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1, \Delta \in \boldsymbol{\Delta}\} \tag{8}$$

와 같이 정의한다. 폐루프 시스템 $M(s)$가 안정하고 $\beta > 0$에 대하여 불확실성의 위쪽 경계 즉, $\| \Delta \|_{\infty} \leq \beta, \ \forall \Delta(\bullet) \in Z(\Delta)$이면 Figure 2의 섭동 시스템은 $\mu_{\boldsymbol{\Delta}}(M(s)) < 1/\beta$ 이 만족하는 Δ에 대해 강인 안정성을 보장한다. 여기서 불확실성 집합 $Z(\Delta)$는 $\{\Delta(\bullet) \in RH_{\infty} : \Delta(j\omega) \in \boldsymbol{\Delta}, \ \forall \omega \in R\}$이다.

2.3 H_{∞} 설계법

강인 설계의 목표는 시스템 파라미터가 변동하더라도 시스템의 성능이 주어진 설계사양을 계속적으로 만족하도록 하는 것이다. 강인 설계법으로는 H_{∞}, H_{∞} 루프-성형, μ-합성 설계법 등이 있으며, 여기서는 먼저 H_{∞} 설계법에 대해 살펴보도록 한다.

2.3.1 H_∞ 혼합 감도 최적화

공칭 강인 성능(입력 추적 및 외란 제거 성능)과 강인 안정성의 설계 목표를 달성하기 위해서는, 여러 개의 가격함수를 포함한 혼합 감도 (mixed sensitivity) 문제를 풀어야 한다. 식 (9)의 가격함수는 Figure 5에서 유도되고, 이는 입력 추적 성능과 제어 에너지를 최소화하면서 안정한 제어기 K를 찾는 것을 목표로 한다.

$$\min_{K\ stabilizing} \left\| \begin{matrix} (I+GK)^{-1} \\ K(I+GK)^{-1} \end{matrix} \right\|_\infty \tag{9}$$

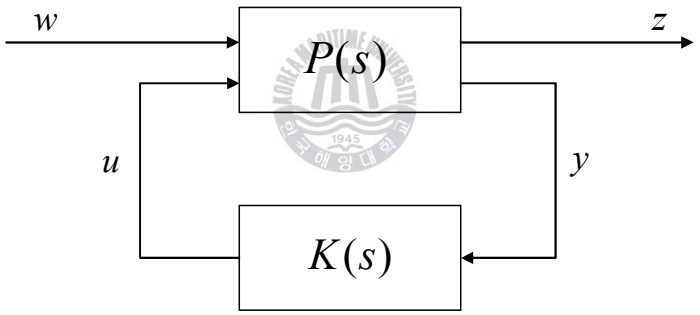

Figure 6: The standard H_∞ configuration

먼저 H_∞ 문제를 푸는데 있어 Figure 6과 같은 투포트 블록 선도 (two-port block diagram)를 도입한다. 제어대상에 가해지는 두 개의 입력은 외부 신호 w와 제어입력 u로 구분된다. 외부 신호 w는 시스템에 들어오는 모든 외부의 입력 신호이며 u는 제어기에서 일반화 플랜트 $P(s)$로 보내는 제어 신호이다. 제어입력 u로써 외부 신호 w를 직접 조정할 수 없다는 점에서 두 신호를 구별할 수 있다. 제어 대상의 출력도 두 개의 그룹으로 나뉘는데, z는 제어되는 양으로서 성능과 안정도를 위해 최소화 과

정의 대상이 되는 신호이며, y는 실제로 측정이 가능하고 제어기 K에 사용할 수 있는 신호이다. 이러한 제어 대상에 대한 H_∞ 제어[10~13]란 모든 입력 w의 에너지를 1보다 작거나 같도록 제약하는 가운데 출력 z를 최소화 할 수 있는 안정한 제어기 K를 찾는 것이고, 이는 w에서 z까지 전달함수의 H_∞-노옴을 최소화 하는 것과 같다. 우선, 일반화 플랜트 $P(s)$를 다음과 같이 나눈다.

$$P(s)=\begin{bmatrix}P_{11}(s) & P_{12}(s)\\ P_{21}(s) & P_{22}(s)\end{bmatrix} \tag{10}$$

이고, 출력 z는

$$z=[P_{11}+P_{12}K(I-P_{22}K)^{-1}P_{21}]w \tag{11}$$

이다. 여기서 선형 분수 변환 $F_L(P,K)$는 P와 K에 대한 하위 LFT이다. 따라서 설계 목표는

$$\min_{K\ stabilizing} \| F_L(P,K) \|_\infty \tag{12}$$

이 되는데 이를 H_∞ 최적화 문제라 한다. 즉, 식 (12)에서 $F_L(P,K)$를 최소화하면서 안정한 제어기 K를 찾는 것이다.

2.3.2 H_∞ 준최적해

최적화 문제인 식 (12)는 스칼라인 경우를 제외하고는 해의 유일성을 보장하지 않는다. 그래서 실제로 설계할 때는 보통 폐루프 전달함수가 다음과 같이 임의의 양의 수보다 작도록 하는 안정화 제어기 K를 찾는 것

을 목표로 한다.

$$\| F_L(P,K) \|_\infty < \gamma \tag{13}$$

여기서 $\gamma > \gamma_0 := \min_{K\ stabilizing} \| F_L(P,K) \|_\infty$인데 이를 H_∞ 준최적 문제(suboptimal problem)라 한다. 식 (13)은 어떤 조건이 만족되면 해가 구해지며, 이때 해(제어기) 집합은 안정하고 ∞-노옴이 γ보다 작은 파라미터의 함수로 나타난다.

2.3.2.1 정규 시스템에 대한 해

Figure 6의 일반화 플랜트 $P(s)$에 대한 상태공간 모델이 다음과 같다고 하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) \\ z(t) &= C_1 x(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t) \\ y(t) &= C_2 x(t) + D_{21} w(t) \end{aligned} \tag{14}$$

또한, $P(s)$를 행렬로 나타내면

$$\begin{aligned} P(s) &= \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \\ &=: \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{15}$$

와 같다. 여기서 식 (12)를 만족시키는 H_∞ 해를 구하려면 두 개의 대수

리카티 방정식(algebraic Riccati equation, ARE)[14]을 풀어야 하는데, 이때 ARE의 기본 형식은

$$E^T X + XE - XWX + Q = 0 \tag{16}$$

와 같다. 여기서 E, W 및 Q는 n× n 실수 행렬이다. $W = W^T$와 $Q = Q^T$가 성립하며, 동시에 해밀톤 행렬(Hamiltonian matrix) $\begin{bmatrix} E & -W \\ -Q & -E^T \end{bmatrix}$로 나타낼 수 있다. 그래서 ARE를 해 X에 대한 식으로

$$X := Ric\begin{bmatrix} E & -W \\ -Q & -E^T \end{bmatrix} \tag{17}$$

와 같이 표시한다. 또한 해 X가 존재한다면 이는 대칭 행렬이 되어 E-WX를 안정한 행렬로 만든다.

2.3.2.2 *S-KS* 설계에 대한 해

가장 일반적인 혼합 감도는 *S-KS*(감도함수-제어기·감도함수)이고, 준최적 해는 임의의 값 γ에 대해 다음을 만족하는 안정 제어기 $K(s)$를 찾는 것이다.

$$\left\| \begin{matrix} (I+GK)^{-1} \\ K(I+GK)^{-1} \end{matrix} \right\|_{\infty} < \gamma \tag{18}$$

여기서 $P(s)$의 상수 행렬 D_{11}의 2-노옴($\| \bullet \|_2$)이 1이므로 γ는 반드시 1보다 커야만 한다. 그리고 두 개의 대수 리카티 방정식은

$$A^T X + XA - XBB^T X + (1-\gamma^{-2})C^T C = 0$$
$$AY + YA^T - YC^T CY = 0 \tag{19}$$

와 같다. 이 때 제어기를 구하는 공식은

$$K_0 = \begin{bmatrix} A - BB^T X - (1-\gamma^{-2})^{-1} ZYC^T C & ZYC^T \\ B^T X & 0 \end{bmatrix} \tag{20}$$

와 같으며, $Z = (I - \gamma^{-2} YX)^{-1}$이다.

2.4 H_∞ 루프-성형 설계법

다변수 시스템에서도 체계적으로 적용할 수 있도록 정규화 된 소인수 섭동에 대한 강인 안정성을 기초로 한 설계 기법 즉, H_∞ 루프-성형 설계법에 대해 알아보도록 한다.

2.4.1 소인수 섭동에 대한 강인 안정성

H_∞^+를 복소평면의 오른쪽에 극점이 없는 함수의 집합이라 할 때 행렬 $(\widetilde{M}, \widetilde{N}) \in H_\infty^+$은 다음의 세 조건이 만족하는 경우에만 주어진 플랜트 모델 G의 왼쪽 소인수 분해가 된다.

(ⅰ) $\widetilde{M}$은 정방행렬이고 $\det(\widetilde{M}) \neq 0$이다.
(ⅱ) 플랜트 모델은 다음과 같다.

$$G = \widetilde{M}^{-1} \widetilde{N} \tag{21}$$

(iii) 다음을 만족하는 행렬 $(\widetilde{V}, \widetilde{U}) \in H_{\infty}^{+}$이 존재한다.

$$\widetilde{M}\widetilde{V}^{-} + \widetilde{N}\widetilde{U}^{-} = I \tag{22}$$

식 (21) 플랜트 G의 왼쪽 소인수 분해는 $\widetilde{N}\widetilde{N}^{-} + \widetilde{M}\widetilde{M}^{-} = I, \ \forall s$를 만족하면 정규화 되었다고 한다. 여기서 $\widetilde{N}^{-}(s) = \widetilde{N}^{T}(-s)$이고 $\widetilde{M}^{-}$인 경우도 마찬가지이다. 아울러 G의 최소실현은

$$\begin{aligned} G &= D + C(sI - A)^{-1}B \\ &=: \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{23}$$

이다. 그러면 G의 왼쪽 소인수 분해 형태를 정규화하여 일반화 필터 대수 리카티 방정식을 풀어 상태공간 모델로 만들 수 있다.

$$(A - BD^{T}R^{-1}C)Z + z(A - BD^{T}R^{-1}C)^{T} - ZC^{T}R^{-1}CZ + B(I - D^{T}R^{-1}D)B^{T} = 0 \tag{24}$$

여기서 $R := I + DD^{T}$이고 $Z \geq 0$는 식 (24)의 해이다. 따라서 $G = \widetilde{M}^{-1}\widetilde{N}$을 보장하면서 식 (24)도 만족하는 G의 정규화 된 왼쪽 소인수 분해 형태는 다음과 같다.

$$[\widetilde{N}\ \widetilde{M}] := \begin{bmatrix} A + HC & B + HD & H \\ R^{-1/2}C & R^{-1/2}D & R^{-1/2} \end{bmatrix} \tag{25}$$

여기서 $H = -(ZC^{T} + BD^{T})R^{-1}$로 두었다.

G의 오른쪽 소인수 분해 형태에 대한 정규화 및 상태공간 모델도 이와 비슷한 방법을 적용하여 구할 수 있는데, 이때에는 일반화 필터 대수 리카티 방정식이 아닌 다음의 일반화 제어 대수 리카티 방정식을 풀어야

하는 것만 다르다.

$$(A-BS^{-1}D^{T}C)^{T}X+X(A-BS^{-1}D^{T}C)-XBS^{-1}B^{T}X+C^{T}(I-DS^{-1}D^{T})C=0 \tag{26}$$

여기서 $S:=I+D^{T}D$이고 $X\geq 0$는 식 (26)의 해이다.

이와 같이 정규화 된 소인수 분해 형태 플랜트의 섭동에 대한 강인 안정성을 조사해 보기 위해 섭동 플랜트의 전달함수를 다음과 같이 둔다.

$$G_{\Delta}=(\widetilde{M}+\Delta_{\widetilde{M}})^{-1}(\widetilde{N}+\Delta_{\widetilde{N}}) \tag{27}$$

여기서 $(\Delta_{\widetilde{M}}, \Delta_{\widetilde{N}})$는 공칭 플랜트 모델에서의 섭동을 나타낸다. 이때 G_{Δ}는 Figure 7과 같다.

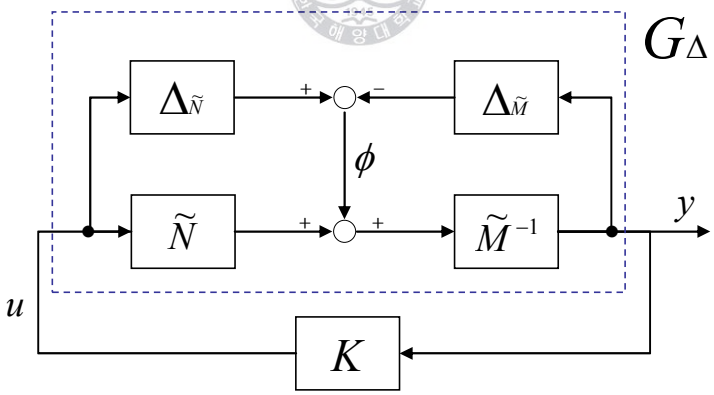

Figure 7: Robust stabilization with regard to coprime factor uncertainty

강인 안정성의 설계 목표는 공칭 모델 G뿐만 아니라 식 (28)과 같이 표시되는 섭동 모델의 집합 전체도 안정시키는 것이다.

$$g_\epsilon = \left\{ (\widetilde{M} + \Delta_{\widetilde{M}})^{-1} (\widetilde{N} + \Delta_{\widetilde{N}}) : \| [\Delta_{\widetilde{M}} \; \Delta_{\widetilde{N}}] \|_\infty < \epsilon \right\} \tag{28}$$

여기서 $\epsilon > 0$는 안정 여유(stability margin)이다.

Figure 7과 같이 구성되는 피드백 제어기 K와 스몰-게인 정리를 이용하면 이 피드백 시스템 $(\widetilde{M}, \widetilde{N}, K, \epsilon)$는 (G, K)가 내부적으로 안정하고, 또 다음을 만족할 경우 강인 안정성을 보장한다.

$$\left\| \begin{bmatrix} K(I - GK)^{-1} \widetilde{M}^{-1} \\ (I - GK)^{-1} \widetilde{M}^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \epsilon^{-1} \tag{29}$$

따라서 Figure 7의 폐루프 시스템에 대한 강인 안정성을 높이기 위해

$$\gamma := \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - GK)^{-1} \widetilde{M}^{-1} \right\|_\infty \tag{30}$$

을 최소화 해야 한다. 여기서 γ는 임의의 값이다.

이 때 제어기 K에 대해 가장 작은 γ_0는

$$\gamma_0 = \min_{K \; stabilizing} \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - GK)^{-1} \widetilde{M}^{-1} \right\|_\infty \tag{31}$$

이고 이는 $\gamma_0 = (1 - \| [\widetilde{N} \; \widetilde{M}] \|_H^2)^{-1/2}$으로 계산할 수 있다. 또한 Hankel 노옴인 $\| \bullet \|_H$의 제곱은

$$\| [\widetilde{N} \; \widetilde{M}] \|_H^2 = \lambda_{\max}(ZX(I + ZX)^{-1}) \tag{32}$$

이고, γ_0 는 다음과 같다. 여기서 $\lambda_{\max}(\bullet)$은 최대 고유값이다.

$$\gamma_0 = (1+\lambda_{\max}(ZX))^{1/2} \tag{33}$$

결국 최적 λ 값을 갖는 모든 제어기는 Hankel 근사화 법과 Glover가 개발한 알고리즘을 이용하여 $\gamma > \gamma_0$을 보장하는 제어기를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K := \begin{bmatrix} A+BF+\gamma^2(L^T)^{-1}ZC^T(C+DF) & \gamma^2(L^T)^{-1}ZC^T \\ B^TX & -D^T \end{bmatrix} \tag{34}$$

여기서 $F = -S^{-1}(D^TC+B^TX)$와 $L = (1-\gamma^2)I+XZ$ 이다.

2.4.2 H_∞ 루프-성형 설계법

시스템의 입출력 개수가 많을 경우 위상 정보가 부족하여 단일입출력에 사용한 방법으로는 단위 피드백 시스템의 폐루프 안정도를 예측하기가 불가능하다. 그래서 다변수 시스템에서도 체계적으로 적용할 수 있도록 정규화 된 소인수 섭동에 대한 강인 안정성을 기초로 한 설계 기법 즉, H_∞ 루프-성형 설계법(loop-shaping design procedure, LSDP)[15~18]이 개발되었고, 이 방법은 플랜트 동역학에 적당히 선정한 하중함수를 첨가하여 폐루프 시스템의 성능 사양이 만족될 수 있도록 개루프 전달함수(하중함수를 포함한 플랜트)의 주파수 응답 형상을 재조정한다.

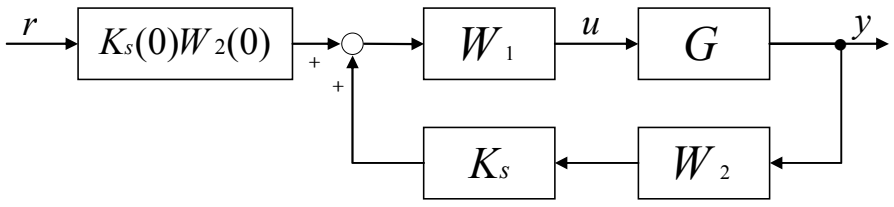

Figure 8: Loop-shaping design procedures configuration

루프-성형법의 설계 과정을 요약하면 다음과 같다.

(ⅰ) Figure 8에서 보듯이 전보상기(precompensator) W_1 그리고/또는 후보상기(postcompensator) W_2를 사용하여 공칭 시스템 G의 특이값이 바람직한 루프-형상이 되도록 한다. 보통 저주파수에서는 추종 성능을 좋게 하기 위해 최소 특이값을 크게 하고 고주파수에서는 모델링 되지 않은 동역학을 대체하기 위해 최대 특이값을 작게 한다. 또한 대역폭은 시스템의 응답 속도와 직접 관련이 있는데, 대역 주파수 근처에서 특이값의 기울기가 너무 가파르지 않아야 한다. 새로운 루프-형상의 시스템 G_s는 공칭 시스템과 하중함수를 연결한 $G_s = W_2 G W_1$ 인데, 두 하중함수를 첨가했더라도 G_s에는 숨어있는 불안정한 모드가 없어야 한다.

(ⅱ) G_s를 왼쪽 소인수 형태로 만들고, 또 정규화 한 후에 이의 강인 안정성을 보장하는 피드백 제어기를 안정 여유 ϵ에 대해 찾는다. ϵ가 0.2보다 작지 않으면 $K_s W_2 G W_1$의 주파수 응답은 $W_2 G W_1$와 거의 같게 될 것이다. ϵ을 크게 잡는다는 것은 강인성에 대한 설계에 더 큰 비중을 둔다는 것이다.

(ⅲ) 최종적으로 찾아야 할 제어기 K_{final}은 H_∞ 제어기 K와 하중함수 W_1와 W_2를 결합한 $K_{final} = W_1 K_s W_2$와 같다.

2.5 μ-합성 설계법

H_∞ 최적화 법은 비구조화 시스템 섭동에 대한 강인 안정성과 공칭 성능을 보장할 수 있다. 적당한 하중함수를 써서 어느 정도의 강인 성능을 얻을 수도 있지만, 만족스러운 설계가 되려면 H_∞ 루프-성형 설계법을 이용해야 한다. 강인 안정성과 강인 성능을 달성하기 위해서는 구조화 특이값(structured singular value, SSV) μ에 기초한 설계법인 μ-합성[19~20]에

대한 D-K 반복법과 μ-K 반복법을 이용할 수 있다.

2.5.1 μ-합성 : D-K 반복법

Figure 2에서 전달함수행렬 $M(s)$는 보통 제어기 K도 포함하고 있으므로 때때로 폐루프 결합 행렬이라 한다. 여기서 $M(s)$를 $M(G,K)$로 표시하는 것은 플랜트 G와 제어기 K의 함수임을 뜻한다.

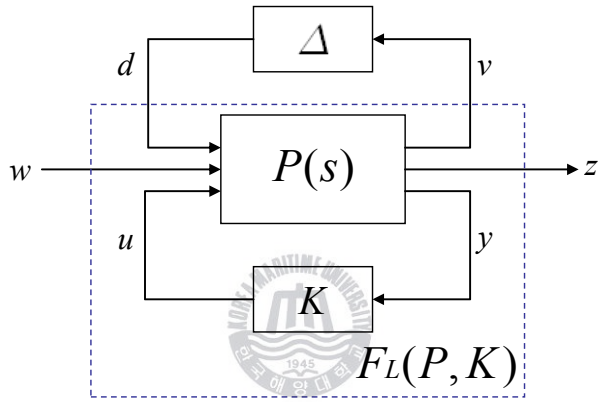

Figure 9: Standard M-Δ configuration with controller K

D-K 반복법은 Figure 9에서 안정화 제어기 K와 대각 상수 스케일 행렬 D를 찾을 때 식 (35)를 최소화하는 작업과 값을 줄이는 작업을 교대로 실시한다.

$$\inf_{K(s)} \| DF_L(P,K)D^{-1} \|_\infty = \inf_{K(s)} \| F_L(\widetilde{P},K) \|_\infty \tag{35}$$

먼저 D에 대해 초기값을 가정하고 고정시킨 후 H_∞ 최적화 문제를 푼다. 다음으로 K를 고정시키고 최적화 문제를 관심 주파수 범위의 각 주파수에 대해 풀고, 곡선 맞추기 방법으로 $D(j\omega)$를 안정한 최소위상 전달

함수 $D(s)$로 바꾼다. 그 후 다시 D를 고정시키는 작업으로 돌아가서 같은 절차를 거쳐 식 (35)가 1이하가 될 때까지 반복한다.

2.5.2 μ-합성 : μ-K 반복법

구조화 특이값 μ는 강인 안정성과 강인 성능 설계에 있어 중요한 역할을 수행한다. μ-설계는 임의의 주파수 범위에서 μ 값을 최소화 하거나 줄여주는 안정화 제어기를 찾는 것으로 μ-K 반복법이라 한다.

μ-K 반복 과정에서 얻은 μ 곡선을 H_∞의 가격함수인 $\| F_L(\widetilde{P}, K) \|_\infty$에 적용하는 하중함수로 사용하는데, 이는 다음 번 반복 과정에서 μ 곡선의 최고치 부분을 억제하기 위해서이다. μ-K 반복법의 알고리즘은 다음과 같다.

단계 1 : $K_0 := \arg \inf_K \| F_L(\widetilde{P}, K) \|_\infty$의 H_∞ 최적화 문제를 푼다.

단계 2 : 미리 선정한 주파수 범위에서 K_0에 대응한 μ 곡선을 계산한다. 즉, $\mu_0(j\omega) := \mu[F_L(P, K_0)(j\omega)]$이다.

단계 3 : 단계 2에서 구해진 최대값과 $\widetilde{\mu_0} := \dfrac{\mu_0}{\max_\omega \mu_0}$를 통해 μ_0를 정규화 한다.

단계 4 : 안정하고 최소위상인 유리함수 $\widetilde{\mu_0}(s)$을 구하기 위해 $\widetilde{\mu_0}(j\omega)$를 곡선 맞추기(curve fitting) 한다.

단계 5 : H_∞ 최적 제어기 $K_1(s)$를 위해 $K_1 := \arg \inf_K \| \widetilde{\mu_0} F_L(\widetilde{P}, K) \|_\infty$를 푼다.

단계 2로 다시 돌아가 단계 5에서의 가격함수에 새로 구한 μ함수를 곱한다. 즉 $\| \widetilde{\mu_1}\widetilde{\mu_0} F_L(\widetilde{P}, K) \|_\infty$로 한다. 곡선이 충분히 평평해지거나 μ의 최대값이 바람직한 성능을 보장하는 값에 도달할 때까지 계속 반복한다.

제 3 장 시스템 모델링

3.1 시스템 모델

본 연구에서는 연료 펌프의 래크를 조정하는 순간부터 연료가 분사될 때까지의 시간 지연을 고려한 지연요소, 실린더내로 분사된 연료가 착화 연소되어 엔진축의 토크로 변화될 때까지의 연소계, 마지막으로 엔진축의 토크에 의해 프로펠러가 회전하여 정상 회전속도에 도달할 때까지의 회전계로 나누어 모델링을 하였다. 엔진 시스템은 Figure 10과 같다.

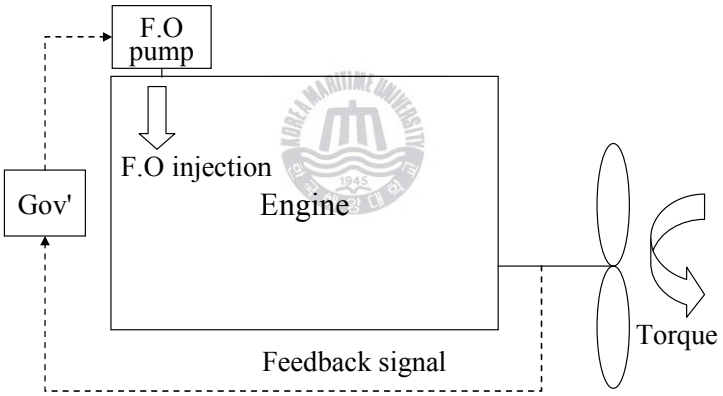

Figure 10: An outline diagram of the engine system

먼저 지연요소의 시간 지연(Time delay : T_{dl})은 $e^{-T_{dl}s}$로 나타내는데 이를 1차 근사화하여 다음과 같이 나타낸다.

$$e^{-T_{dl}s} \simeq \frac{1}{1+T_{dl}s} \tag{36}$$

다음 연소계를 1차계로 간주하고 게인을 K_c, 시정수를 T_c라 하면 연소

계의 전달함수 $G_c(s)$는 식 (37)로 한다.

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1+T_c s} \tag{37}$$

또한 회전계를 1차계로 간주하여 게인을 K_r, 시정수를 T_r로 두면 회전계의 전달함수 $G_r(s)$는

$$G_r(s) = \frac{K_r}{1+T_r s} \tag{38}$$

으로 된다. 따라서 연료 펌프 래크 조정명령으로부터 엔진의 회전속도까지 전체 전달함수는 식 (39)와 같고, 전체 블록 선도는 Figure 11과 같다.

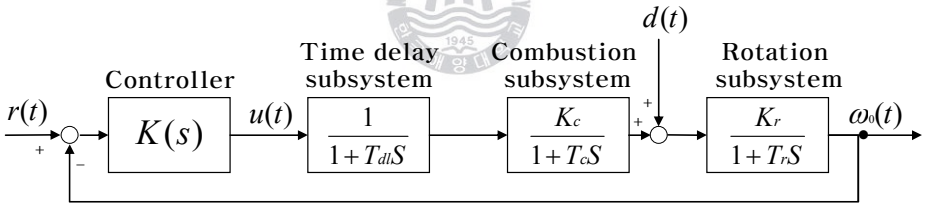

Figure 11: Block diagram of the engine system

$$\frac{\omega_0(s)}{U(s)} = \frac{K_r}{1+T_r s} \times \frac{K_c}{1+T_c s} \times \frac{1}{1+T_{dl} s} \tag{39}$$

위 식 (39)를 라플라스 역변환하여 정리하면 식 (40)~(44)가 된다.

$$\dddot{\omega}_0(t) = -a_1 \ddot{\omega}_0(t) - a_2 \dot{\omega}_0(t) - a_3 \omega_0(t) + b_1 u(t) \tag{40}$$

$$a_1 = \frac{(T_{dl}+T_c)T_r + T_{dl}T_c}{T_{dl}T_cT_r}, \quad a_2 = \frac{T_{dl}+T_c+T_r}{T_{dl}T_cT_r} \tag{41}$$

$$a_3 = \frac{1}{T_{dl} T_c T_r},\ b_1 = \frac{K_c K_r}{T_{dl} T_c T_r} \tag{42}$$

이 때 상태 x_1, x_2, x_3를 아래와 같이 하여

$$\omega_0 = x_1 \quad \dot{\omega_0} = \dot{x_1} = x_2 \quad \ddot{\omega_0} = \dot{x_2} = x_3 \tag{43}$$

제어대상인 저속 디젤엔진의 상태방정식을 구하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \\ \dot{x_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \end{bmatrix} u \tag{44}$$

$$y = [1\,0\,0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + [0]u$$

위 방정식에 대한 블록선도는 Figure 12와 같다.

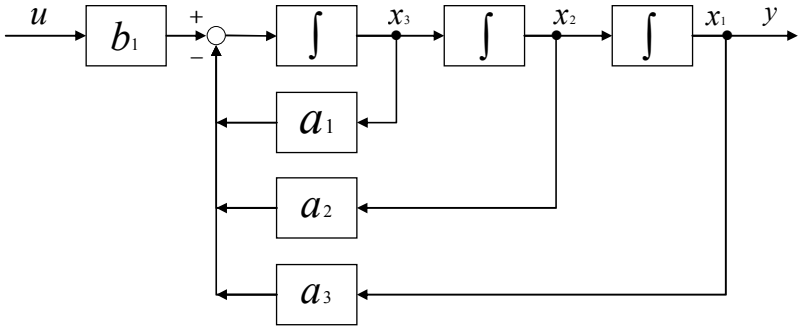

Figure 12: Block diagram of the engine system

본 연구에서는 선박용 대형 저속 엔진으로 사용되고 있는 MAN Diesel

사의 4L80MC 저속 장행정 디젤엔진을 제어대상으로 한다. Table 1은 대상엔진의 사양이며, Table 2는 해상 시운전으로부터 구한 각 회전 속도에서의 엔진 파라미터이다.

Table 1: Specification of the modeled engine

Bore × Stroke	800 × 2592[mm]
P_{mean}	18.4[kg_f/cm^2]
BHP(M.C.R)	15,880[bhp] (83 rpm)
Moment of inertia	27,130.27[$kg_f \cdot m \cdot s^2$]
S.F.O.C	125[g/bhp/h]

* M.C.R: Maximum continuous rating

S.F.O.C: Specific fuel oil consumption

Table 2: Specific value of the modeled engine

parameter \ rpm	50	55	**60**	65	70
a_1	35.71	39.24	**42.85**	46.38	50.05
a_2	79.90	96.59	**115.05**	134.90	156.83
a_3	24.97	33.20	**43.14**	54.80	68.61
b_1	73.62	80.59	**87.97**	95.25	102.86

하지만 매 해상상태에 따라 파라미터의 값이 변하므로 어떤 범위 안에 있을 것이라고 가정할 수 있으므로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$a_1 = \overline{a_1}(1+p_{a1}\delta_{a1}) \quad a_2 = \overline{a_2}(1+p_{a2}\delta_{a2}) \quad a_3 = a_3(1+p_{a3}\delta_{a3}) \quad b_1 = \overline{b_1}(1+p_{b1}\delta_{b1})$$

여기서 공칭값은 $\overline{a_1}=42.85, \overline{a_2}=115.05, \overline{a_3}=43.14$ 및 $\overline{b_1}=87.97$, 네 개의 파라미터에 대한 가능한 섭동은 $p_{a1}, p_{a2}, p_{a3}, p_{b1}$ 그리고 $\delta_{a1}, \delta_{a2}, \delta_{a3}, \delta_{b1}$이다.

여기서는 $p_{a1}=p_{b1}=0.2, p_{a2}=0.4, p_{a3}=0.6,$ 및 $-1 \le \delta_{a1}, \delta_{a2}, \delta_{a3}, \delta_{b1} \le 1$로

둔다. 즉, p_{a1}과 p_{b1}은 20%, p_{a2}는 40%, p_{a3}는 60%까지 불확실성을 고려한다는 뜻이다.

선형 분수 변환(linear fractional transformation, LFT)을 통한 시스템의 블록선도는 Figure 13과 같이 나타낼 수 있다.

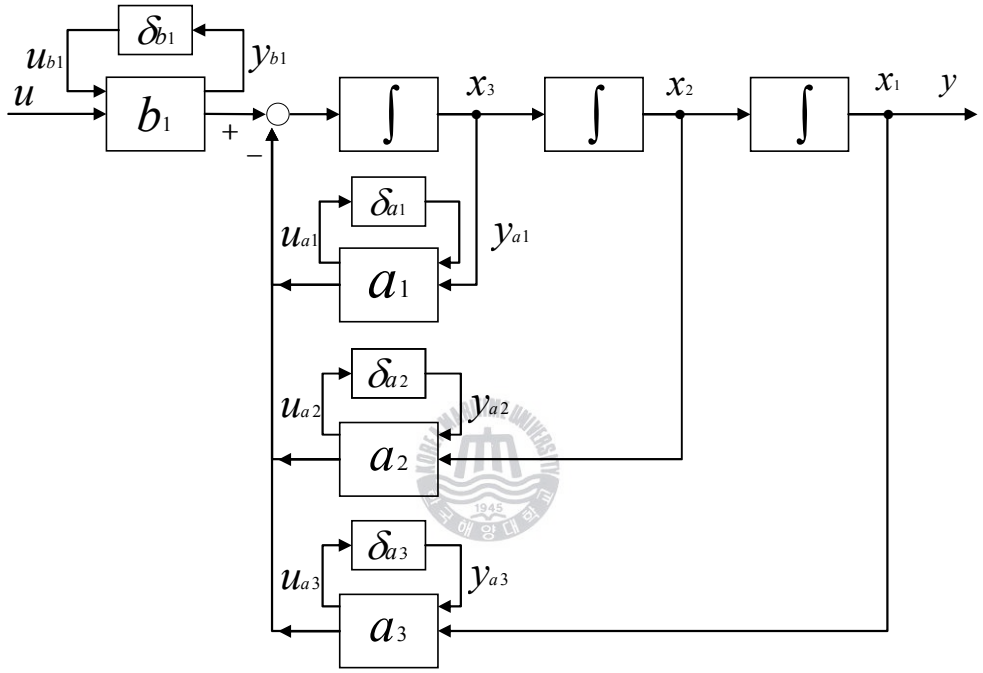

Figure 13: Block diagram of the engine system with uncertain parameters

이제 엔진 시스템의 입-출력 모델을 G_{eng}로 두기로 한다. Figure 14와 같이 시스템의 내부는 블랙박스로 보고 외부의 입-출력만 나타낸 시스템이 되겠다.

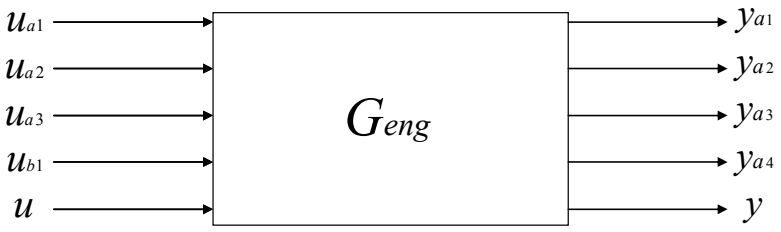

Figure 14: Input/output block diagram of the engine system

단, G_{eng}는 원래 미분 방정식의 입력 u에서 출력 y까지 전달되는 동역학을 나타낸 것으로 파라미터의 불확실성은 포함되지 않았다. 시스템의 불확실성에 대한 거동은 다음과 같이 LFT로 나타낼 수 있다.

$$y = F_U(G_{eng}, \Delta)u \tag{45}$$

여기서 $\Delta = diag(\delta_{a1}, \delta_{a2}, \delta_{a3}, \delta_{b1})$는 불확실성 행렬로 Figure 15에 G_{eng}와 연결하였고, 불확실성 행렬은 대각행렬이고, 대개 블록 대각행렬로 구조화 불확실성(structured uncertainty)을 반영한다.

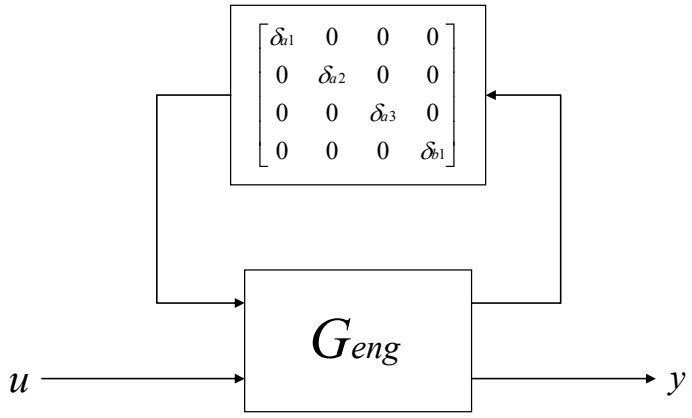

Figure 15: LFT representation of the engine system with uncertainties

3.2 불확실 시스템의 주파수역 해석

파라미터 섭동이 있는 시스템의 개루프 전달함수에 대한 주파수 응답은 Figure 16과 같으며, 이는 파라미터($\delta_{a1}, \delta_{a2}, \delta_{a3}, \delta_{b1}$)가 -1, 0, 1의 값으로 변할 때의 개루프 보드 선도이다.

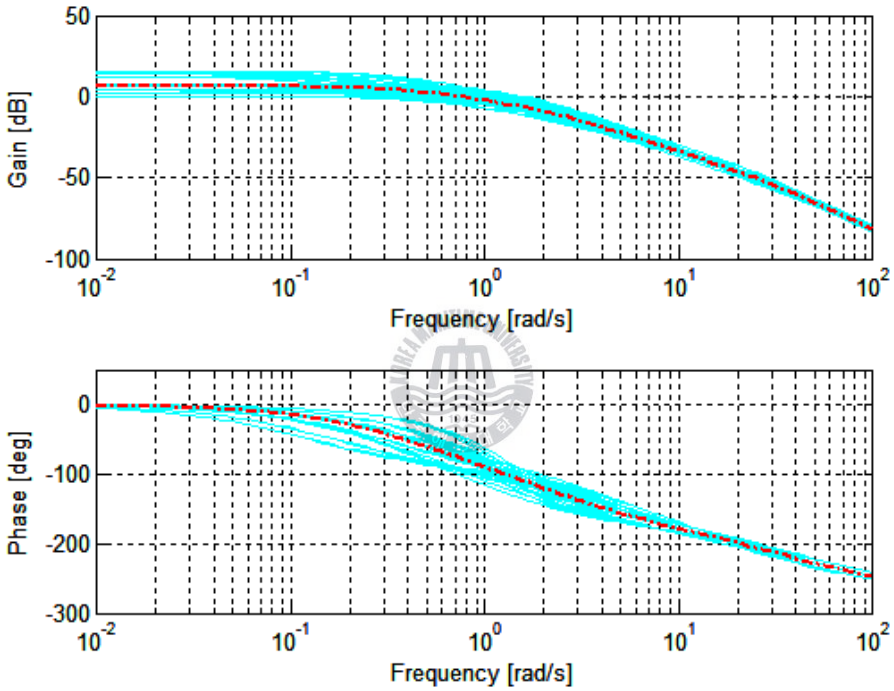

Figure 16: Bode plots of perturbed open-loop systems

3.3 폐루프 시스템에 대한 설계 사양

이 연구의 목표는 선형 및 출력 피드백 제어 $u(s) = K(s)y(s)$를 찾는 것이고, 이 때 제어기 $K(s)$는 공칭 안정성 및 공칭성능, 강인 안정성, 강인

성능을 만족하여야 한다.

3.3.1 공칭 안정성 및 공칭 성능

제어기는 폐루프 시스템을 내부적으로 안정시켜야 하고, 나아가 공칭 플랜트 모델 G_{eng}가 바람직한 폐루프 성능을 갖도록 해야 한다. 이를 만족시키기 위해 식 (46)의 노옴 부등식을 만족시켜야 외란의 효과를 감소시키고 요구되는 성능도 만족시킬 수 있다. 여기서 W_p와 W_u는 설계시 성능 조건의 상대적인 중요성을 반영시키기 위한 가상의 하중함수이다. $S(G_{eng})$는 공칭 플랜트 모델 G_{eng}의 감도함수이고, 이는 기준 입력에서 오차 신호까지의 전달함수로 해석할 수 있기 때문에 명령 추종 성능 역시 설계사양에 포함된다.

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p S(G_{eng}) \\ W_u K S(G_{eng}) \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{46}$$

3.3.2 강인 안정성

폐루프 시스템은 모든 파라미터 섭동에 대하여 $G = F_U(G_{eng}, \Delta)$을 내부적으로 안정시키면 강인 안정성은 달성된다.

3.3.3 강인 성능

폐루프 시스템은 $G = F_U(G_{eng}, \Delta)$에 대해 식 (47)을 만족시켜야 하며, 제어기의 복잡성도 수긍할 수 있는 수준이 되도록 차수는 가능하면 작은 것이 좋다.

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p(I+GK)^{-1} \\ W_uK(I+GK)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{47}$$

시스템에 피드백 구조를 첨가하고, 모델의 불확실성과 식 (48)의 성능조건을 만족시키기 위해 하중함수를 반영하였다. 또한 실제 제어기에는 포함되지 않았지만 제어기 설계시 성능 조건의 상대적인 중요성을 반영시키기 위해 가상의 하중함수 W_p와 W_u를 더해 Figure 17과 같이 구성하였다.

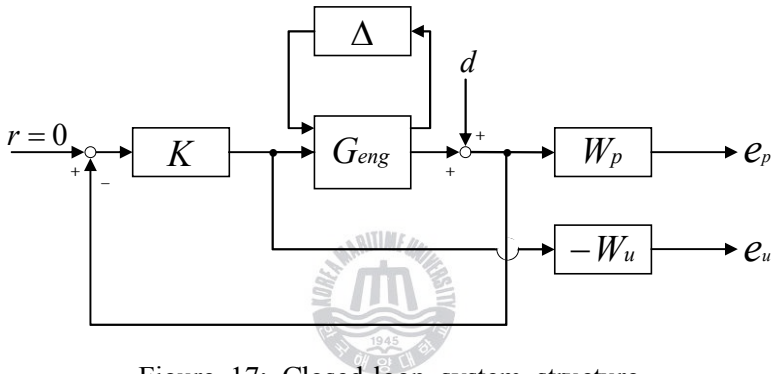

Figure 17: Closed-loop system structure

또한 성능 조건은 식 (48)를 만족시켜야 한다.

$$\begin{bmatrix} e_p \\ e_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p(I+GK)^{-1} \\ W_u(I+GK)^{-1} \end{bmatrix} d \tag{48}$$

d에서 e_p는 외란에 대한 특성을 나타내고, r에서 e_u는 입력에 대한 특성을 나타낸다. 즉, 전달함수를 불확실성 행렬 Δ에 대하여 ∞-노옴의 관점에서 작아지도록 하는 것과 같다.

본 연구에서는 하중함수를

$$W_p(s) = 0.95\frac{s^2+4s+10}{s^2+8s+0.01},\quad W_u(s) = 0.1\frac{s}{0.01s+1} \tag{49}$$

으로 선택하였다.

바람직한 외란 제거 성능을 얻기 위해서는 $\| W_p(I+GK)^{-1} \|_\infty < 1$을 만족해야 하고, $(I+GK)^{-1}$의 특이값이 $1/W_p$보다 아래에 있으면 된다. Figure 18에서 점선은 주파수에 대한 하중함수 역수 $1/W_p$의 특이값을 나타내고, 실선은 하중함수 W_p의 특이값을 나타낸다.

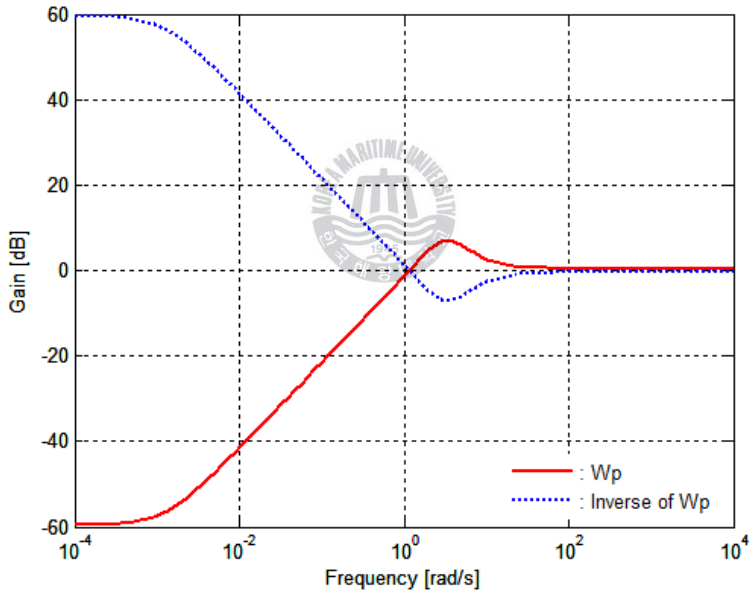

Figure 18: Singular values of $\frac{1}{W_p}$

3.4 시스템의 블록 연결

개루프의 시스템 블록선도는 Figure 19와 같고, 제어기 K에 하중함수의

특성을 반영하기 위해 개루프 시스템내 가상으로 반영하였다. 또한 W_u에 음의 부호를 붙인 것은 Matlab 명령어가 기본적으로 양의 피드백에 대한 제어기를 만들어 주기 때문이다.

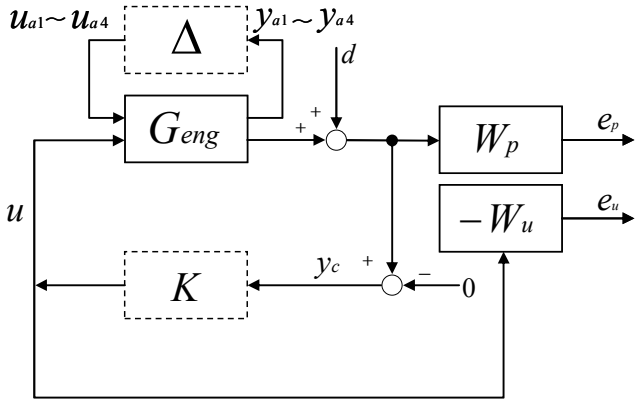

Figure 19: Structure of open-loop system

일반적인 개루프 시스템의 블록구조 표현은 Figure 20과 같다.

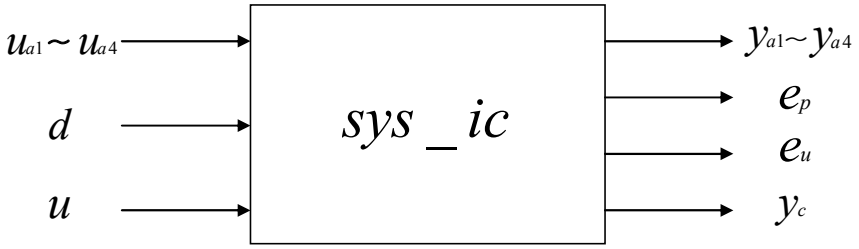

Figure 20: Generalized block diagram of open-loop system

폐루프 시스템의 경우 가상의 하중함수 W_p와 W_u는 블록선도에 포함되지 않았다. 이 함수들은 제어기 설계를 위한 하나의 수단으로 도입된 것이라서 실제 폐루프 시스템에는 포함되지 않았다. 개루프 시스템에 불확실성까지 포함한 모델은 Figure 21과 같다.

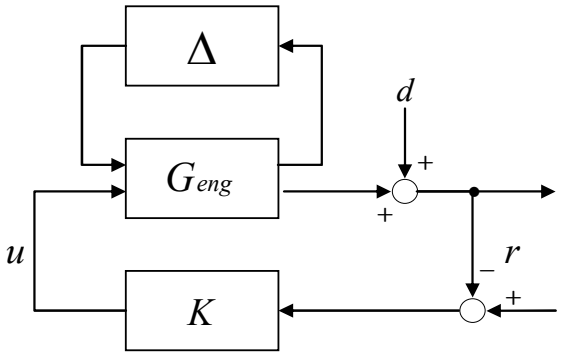

Figure 21: Structure of the closed-loop system

제어기를 제외한 Figure 21 폐루프 시스템의 블록구조는 Figure 22와 같고, G[1:4]는 섭동의 출력이다. 그리고 G[5]는 공칭 시스템 G_{eng}의 출력이다.

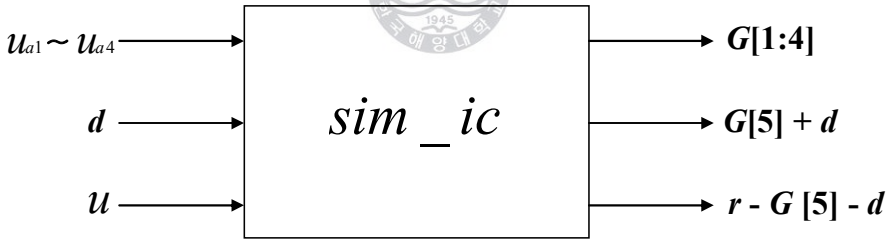

Figure 22: Generalised block diagram of close-loop system

제 4 장 강인 제어기 설계 및 성능 분석

4.1 H_∞ 준최적 제어기의 설계 및 성능 분석

4.1.1 H_∞ 준최적 제어기 설계

H_∞ 준최적 제어기는 Figure 23과 같이 $F_L(P, K)$의 ∞-노옴을 최소화한 것으로, 외란 d에서 오차 e까지의 공칭 폐루프 시스템에 대한 전달함수행렬이다.

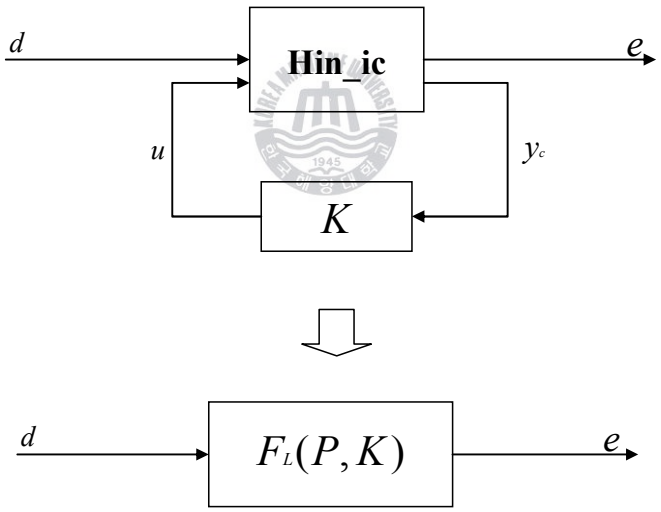

Figure 23: Closed-loop LFTs in H_∞ design

H_∞ 제어기와 관련하여 3.4절에서 구한 sys_ic를 Hin_ic라고 하자. 이 시스템은 1개의 측정 출력(센서를 통해 얻는 출력으로 제어기의 입력), 2개의 오차 신호, 1개의 제어 입력, 1개의 외란 입력 그리고 6개의 상태변수(플랜트 3개와 하중함수 3개)로 구성되어 있다. 제어기 설계시 노옴을 최

소화하기 위하여 Figure 23에서 보는 바와 같이 외란 입력(1개)에 대한 오차 출력(2개)의 전달함수를 사용한다. H_∞ 설계법을 이용하여 구한 H_∞ 준최적 제어기 K_{hin}는 식 (50)과 같다.

$$K_{hin} = \frac{36.2385(s+0.4494)(s+2.4)(s+25.98)(s+40)(s+100)}{(s+1144)(s+40.02)(s+7.999)(s+0.00125)(s^2+6.433s+19.08)} \quad (50)$$

구해진 제어기 K_{hin}의 성능을 검토하기 위해 Figure 24와 같이 하중함수를 제거한 sim_ic와 연결하고 그 응답 특성을 구하도록 한다.

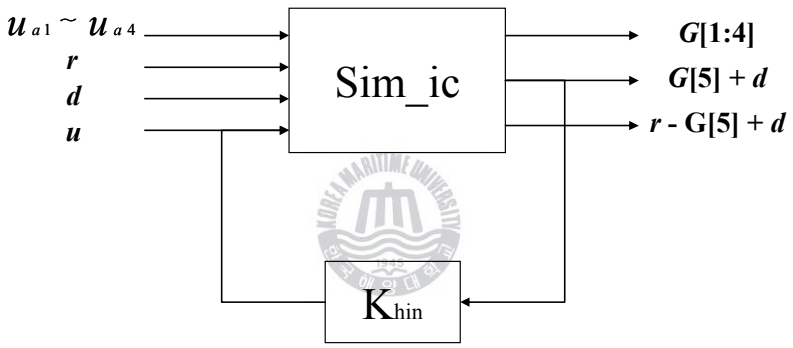

Figure 24: Diagram of the engine system with H_∞ controller

4.1.2 H_∞ 준최적 제어기 성능 및 응답

4.1.2.1 공칭 성능

시스템의 성능을 확인하기 위해 Figure 25에 폐루프 특이치 값을 나타내었다. 저주파수 구간에서 H_∞-노옴이 1보다 큰 경우가 있었고, 이 구간에서는 $\| W_p(I+G_{eng}K)^{-1} \|_\infty < 1$을 만족하지 못하나, 불확실성의 허용 범위 내 있으므로 공칭성능이 보장된다고 볼 수 있다.

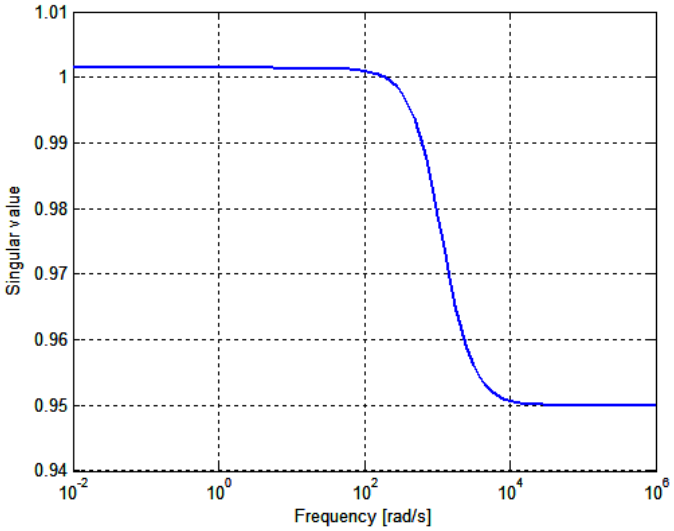

Figure 25: Singular values of the closed-loop system

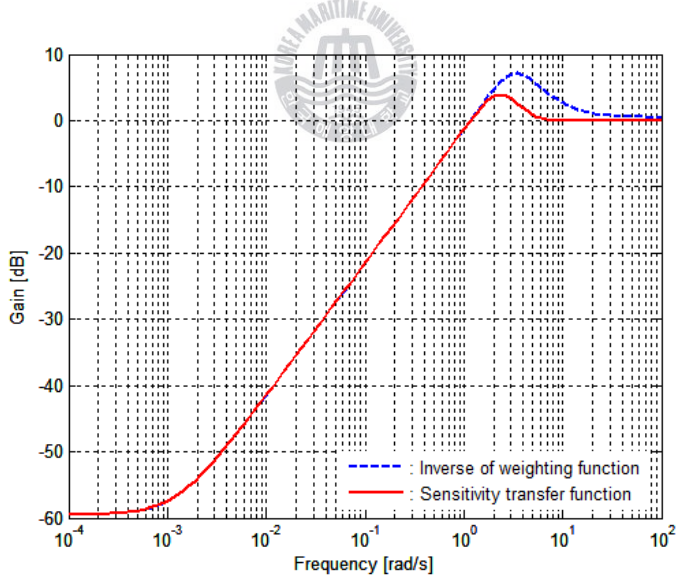

Figure 26: Sensitivity function

또한 Figure 26과 같이 감도 전달함수를 구해 이를 성능 하중함수의 역수와 비교하여 성능을 확인할 수 있는데, 여기서 점선은 하중함수의 역수

이고, 실선은 감도함수이다. 그림에서 저주파수 구간에서 하중함수의 역수와 감도함수가 일치하는 구간이 있으나 전 영역에서 공칭성능이 보장된다.

4.1.2.2 강인 안정성

강인 안정성을 검사하기 위해 μ-해석에서 꼭 얻어야 할 데이터는 구조화 특이값의 범위인데 위쪽 경계가 관심 주파수 영역에서 반드시 1보다 작아야 한다. Figure 27에서 μ 값은 0.69604이고, 위쪽 경계 최대치가 1보다 작기 때문에 K_{hin}은 폐루프 시스템의 강인 안정성을 보장하는 것을 확인할 수 있다. 즉, $\| \Delta \|_{\infty} < 1/0.69604$를 만족하는 불확실성에 대해서는 항상 안정성이 보장된다.

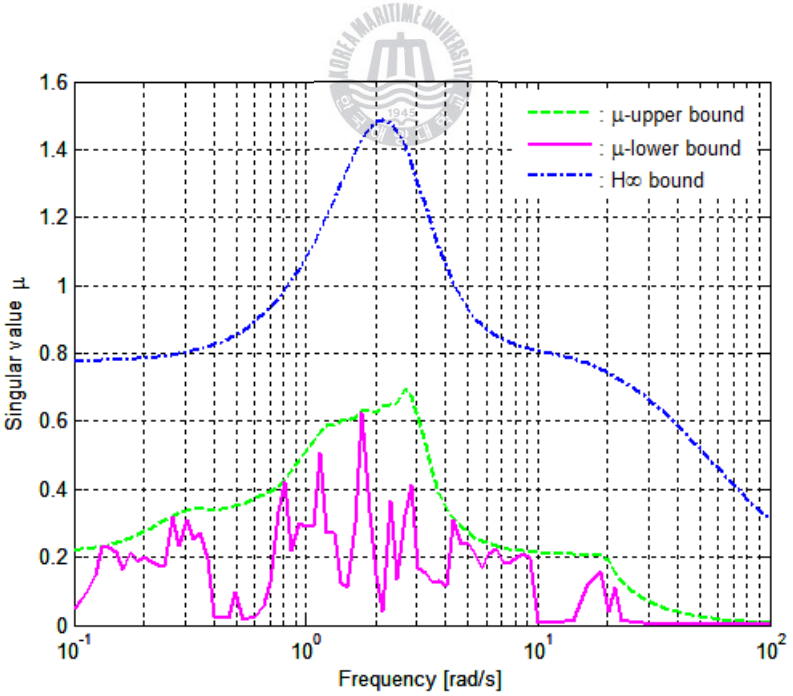

Figure 27: Robust stability analysis

4.1.2.3 강인 성능

여기서는 강인 성능 뿐만 아니라 공칭 성능까지도 확인하였다. Figure 28에서처럼 공칭 성능은 일부 구간에서 임계치에 있으나, 최대치가 1.0014로 공칭 성능이 달성된다고 볼 수 있다. 강인 성능은 최대 특이치가 저주파수 구간에서 최대 1.5797로 1을 초과하나 불확실성 범위가 최대 60% 이내이므로 강인 성능이 보장된다.

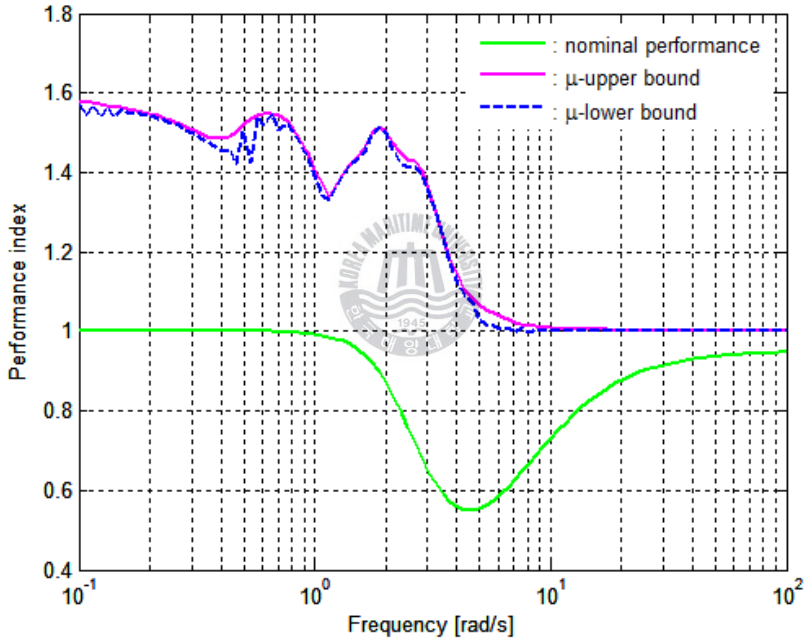

Figure 28: Nominal and robust performance

Figure 29 ~ Figure 31은 각 파라미터($\delta_{a1}, \delta_{a2}, \delta_{a3}, \delta_{b1}$)가 -1, 0 및 1으로 변할 때 감도 함수, 섭동 시스템의 폐루프 전달함수에 대한 주파수 응답과 보드선도이다.

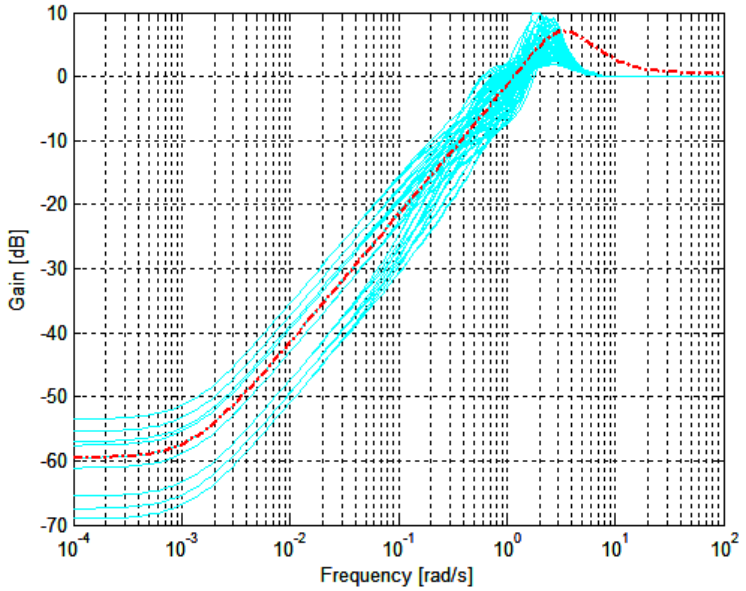

Figure 29: Sensitivity function of perturbed system

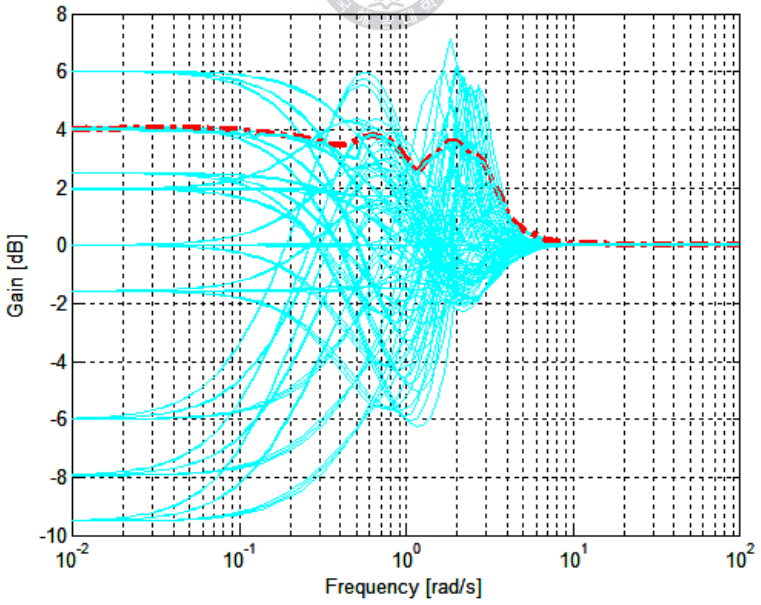

Figure 30: Performance of perturbed system

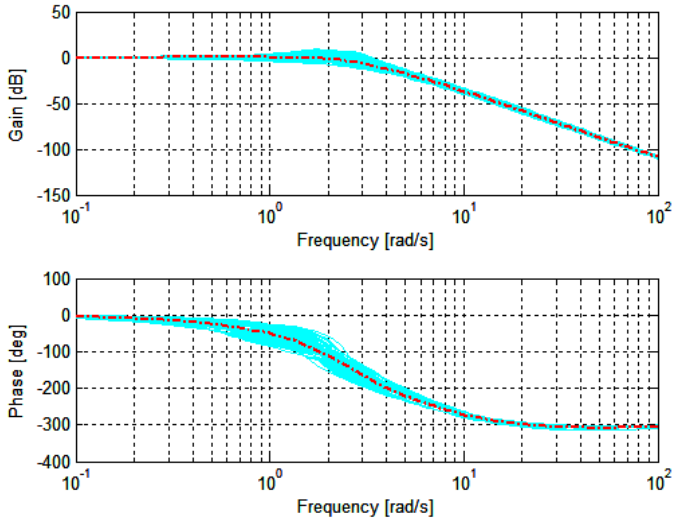

Figure 31: Frequency response of perturbed system

4.1.2.4 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답

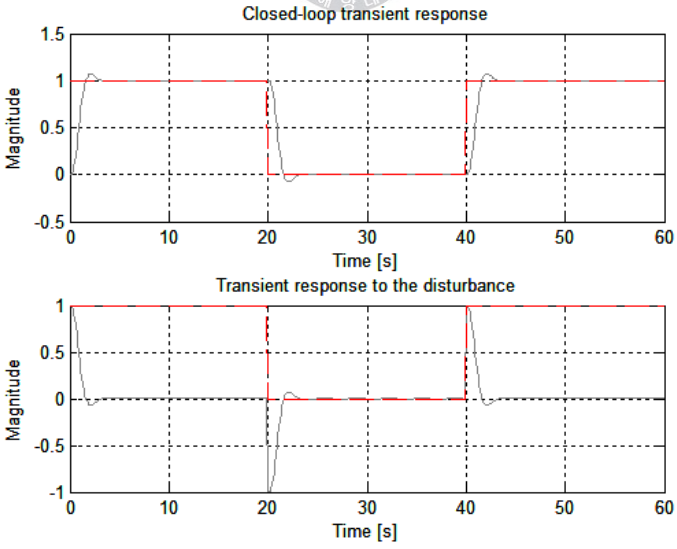

Figure 32: Transient response of nominal system

Figure 32는 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답으로 크기는 rpm 60을 기준으로 하였을 때 상대 크기를 나타낸 것이다. 응답 속도는 빠른 편이고 오버슈트는 거의 발생하지 않는다.

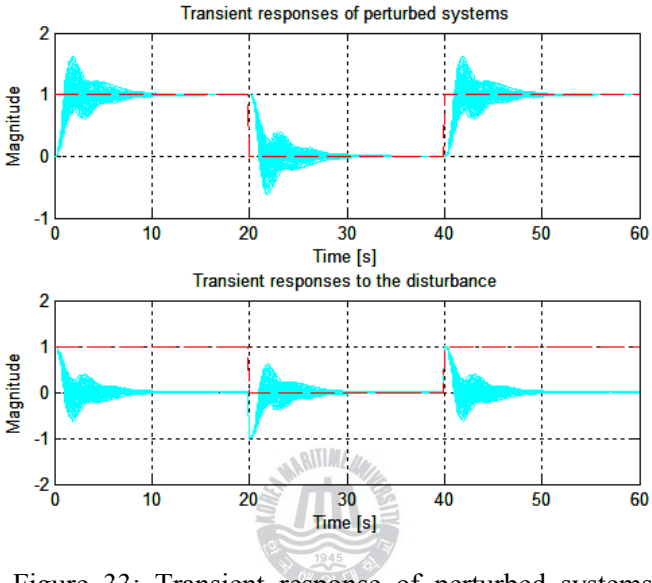

Figure 33: Transient response of perturbed systems

Figure 33은 기준 입력과 외란에 대한 각 섭동 시스템의 시간 응답이다. 모든 경우의 섭동에 대하여 오버슈트가 60% 이내이다.

4.2 H_∞ 루프-성형 제어기의 설계 및 성능 분석

4.2.1 H_∞ 루프-성형 제어기의 설계

루프-성형 설계법(LSDP)을 사용하여 설계하였고, 전보상기와 후보상기를 식 (51)과 같이 둔다.

$$W_1 = \frac{s+2}{s} \qquad W_2 = 1 \tag{51}$$

전보상기의 목표는 저주파수 영역에서 적분 효과를 주어 외란 제거 성능을 높이는 것이고, 주파수 응답은 Figure 34와 같다.

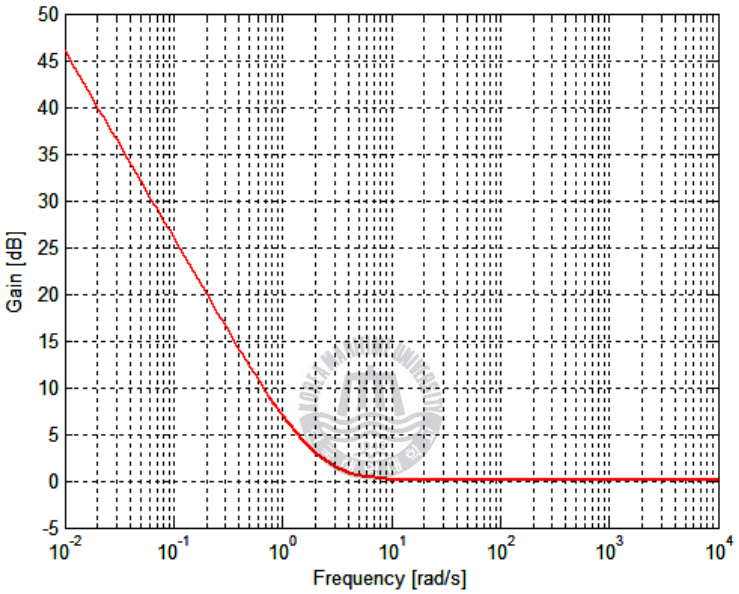

Figure 34: Frequency response of the precompensator

H_∞ LSDP 제어기 설계시 factor를 1.1로 두었다. factor 값 1은 최적 제어기 이고, 1 초과시 준최적 제어기를 뜻한다. 2.4.2절에서 설명한 H_∞ 루프-성형 설계법 이론을 이용해 구한 제어기 K_{ls}의 전달함수는 식 (52)와 같고, Figure 35는 플랜트 및 루프-성형 플랜트의 주파수 응답이다.

$$K_{ls} = \frac{14.6231(s+40)(s+2.409)(s+2)(s+0.7936)}{s(s+40.03)(s+1.942)(s^2+10.33s+30.8)} \tag{52}$$

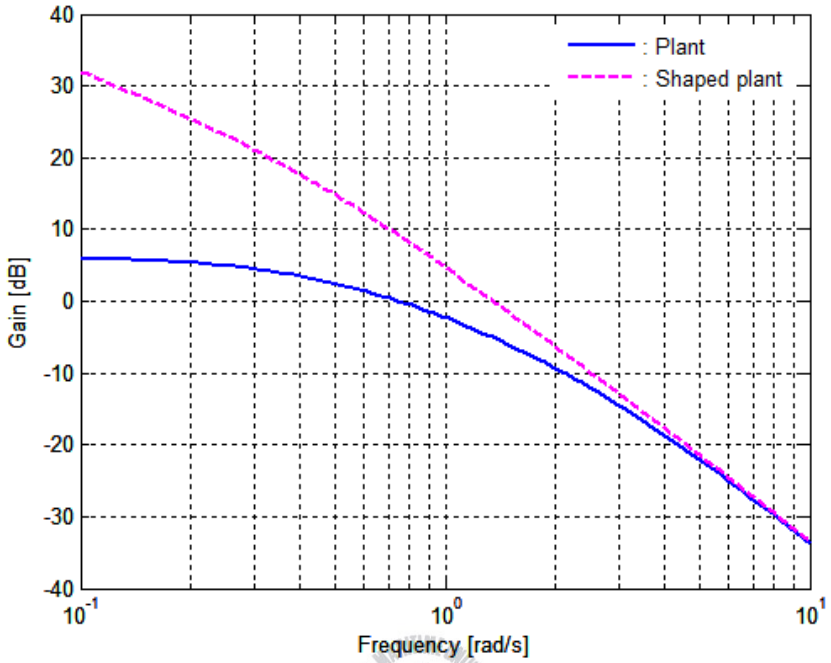

Figure 35: Frequency response of the plant and shaped plant

4.2.2 H_∞ 루프-성형 제어기의 성능 및 응답

4.2.2.1 공칭 성능

앞에서 설계한 H_∞ LSDP 제어기 K_{ls}는 안정도 여유가 $e_{\max}$ = 0.46074 이므로 강인 안정성에 대한 좋은 지표를 갖는다. Figure 36에서처럼 감도 전달함수가 주파수 1 rad/s 부근에서는 성능 하중함수와 일치하거나 약간 큰 경우가 있으나 본 실험에서 허용치 범위내 있으므로 공칭 성능은 보장된다. 특히 저주파수 영역에서 외란 제거 성능이 뛰어난 것을 알 수 있다.

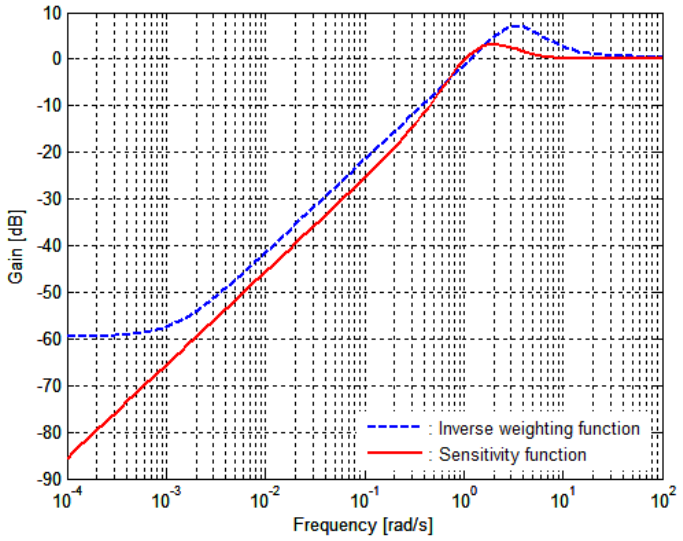

Figure 36: Sensitivity function

4.2.2.2 강인 안정성

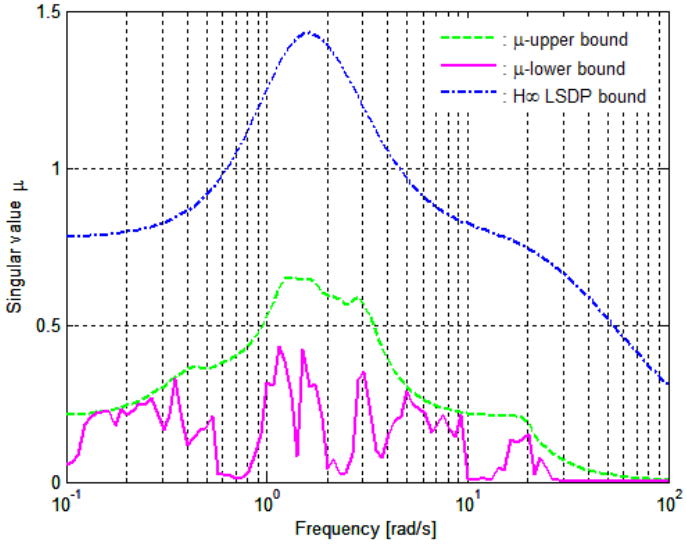

Figure 37: Robust stability of closed-loop system

폐루프 시스템의 강인 안정성을 검사하기 위해 전달함수행렬의 μ값을 위쪽 및 아래쪽 경계로 구분하여 나타내면 Figure 37과 같고, 위쪽 경계 최대치는 모두 1보다 작기 때문에 K_{ls}는 폐루프 시스템의 강인 안정성을 보장한다는 것을 확인할 수 있다. 즉, $\| \Delta \|_{\infty} < 1/0.43956$에 대해서는 항상 안정성이 보장된다.

4.2.2.3 강인 성능

Figure 38에서 처럼 공칭 성능은 주파수 1~3rad/s에서 최대치 1.1294이고, 그 밖의 영역에서는 모두 1이하이다. 또한 강인 성능은 최대 특이치가 최대 1.6958로 1을 초과하는 구간이 있으나, 본 연구에서 설정한 허용 범위(60%)를 고려하면 강인 성능이 보장된다.

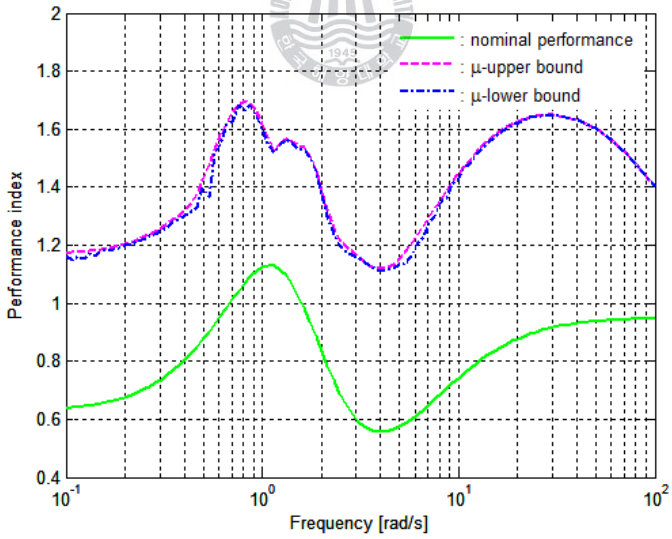

Figure 38: Nominal and robust performance

Figure 39는 H_{∞} 루프성형 제어기가 장착된 시스템과 섭동이 가해졌을 때의 모든 감도 전달함수이고, Figure 40 및 Figure 41은 섭동 시스템의 폐

루프 전달함수에 대한 주파수 응답과 보드선도이다.

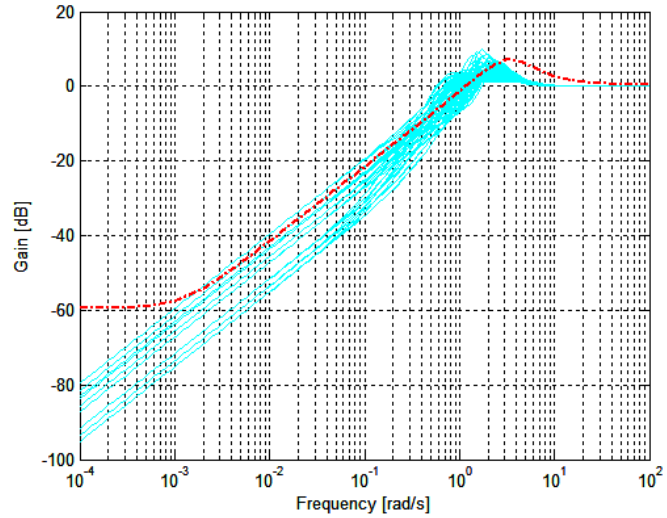

Figure 39: Sensitivity function of perturbed system

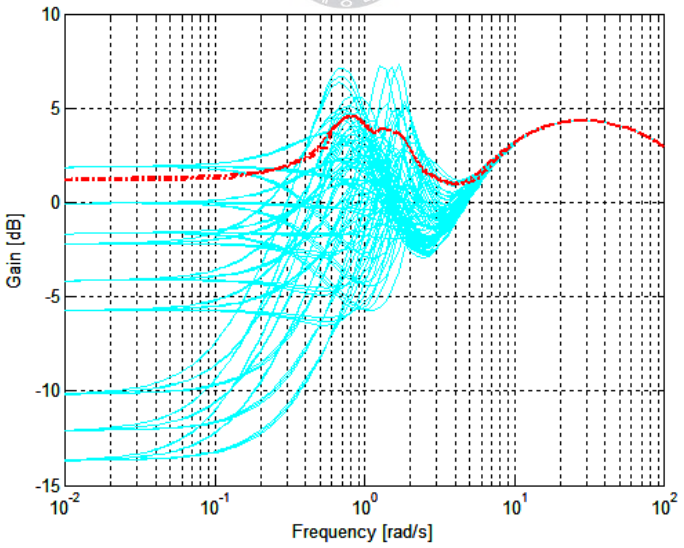

Figure 40: Performance of perturbed system

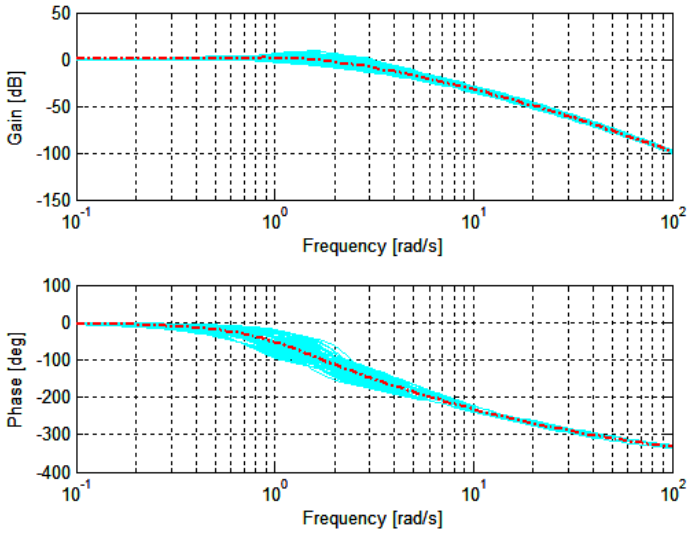

Figure 41: Frequency response of perturbed system

4.2.2.4 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답

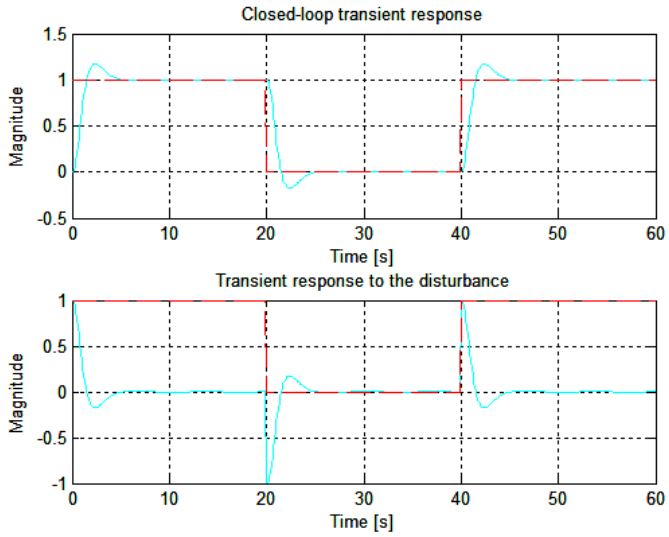

Figure 42: Transient response of nominal system

폐루프 시스템의 시간 응답은 Figure 42와 같고, K_{hin}의 경우보다 응답 속도가 느리고, 오버슈트 역시 크게 됨을 알 수 있다.

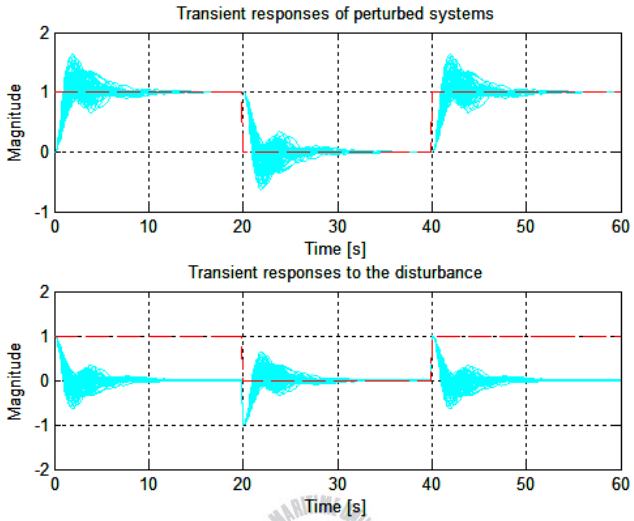

Figure 43: Transient response of perturbed systems

Figure 43은 기준 입력과 외란에 대한 각 섭동 시스템의 시간 응답으로서 앞 절의 K_{hin}의 경우와 비교하여 전체적으로 응답 속도가 느리고, 오버슈트 역시 크게 나타나고 있다.

4.3 μ 제어기 설계 및 성능 분석

4.3.1 μ 제어기 설계

μ-합성법을 사용하여 최적화 문제를 풀도록 한다. 시스템의 성능을 거의 최적 수준에 도달토록 하기 위해서 본 연구에서는 폐루프 시스템에서 sys_ic에 대한 전달함수행렬은 $P(s)$로 두고 강인 성능 해석을 위해 $\triangle_p$를

다음과 같이 정의하였다.

$$\Delta_p = \left\{ \begin{vmatrix} \Delta & 0 \\ 0 & \Delta_F \end{vmatrix} : \Delta \in R^{4\times 4}, \Delta_F \in C^{1\times 2} \right\} \tag{53}$$

즉, 첫 번째 Δ는 대각 행렬로 엔진 시스템을 모델링 할 때 발생하는 불확실성이고 두 번째 블록 Δ_F는 μ-방법의 성능 조건을 나타내기 위해 인위적으로 가한 불확실성 블록이다. 이는 Figure 44와 같다.

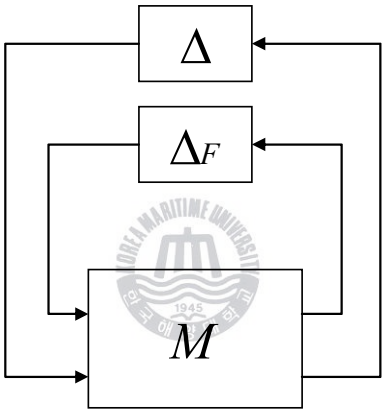

Figure 44: Diagram for the case of the robust performance analysis with uncertainties

식(54)는 D-K 반복을 거쳐 구한 제어기이다. 식에서 알 수 있듯이 차수는 18차로 높아 차수 축소가 필요하다.

$$K(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \tag{54}$$

여기서,

$$\begin{aligned} N(s) = {} & 88.7972(s+100)(s+39.59)(s+19.24)(s+10.05)(s+3.875)(s+1.212)(s+0.4819) \\ & (s+0.3844)(s+0.2452)(s+0.1868)(s+0.0617)(s+0.0172)(s+0.007464) \\ & (s^2+0.8834s+0.1971)(s^2+5.714s+8.215) \end{aligned}$$

$$D(s) = (s+692.5)(s+39.62)(s+19.19)(s+7.999)(s+4.004)(s+3.224)(s+1.167)(s+0.5151)$$
$$(s+0.4336)(s+0.3789)(s+0.246)(s+0.1967)(s+0.0639)(s+0.01732)(s+0.007464)$$
$$(s+0.00125)(s^2+7.88s+28.38)$$

Figure 45에서 보듯이 D-K 반복 과정의 마지막 단계에서 γ=1.594와 $\mu_{\max}$=1.594로 1보다 크나, 불확실성 허용 범위 내 있으므로 강인 안정성이 보장된다.

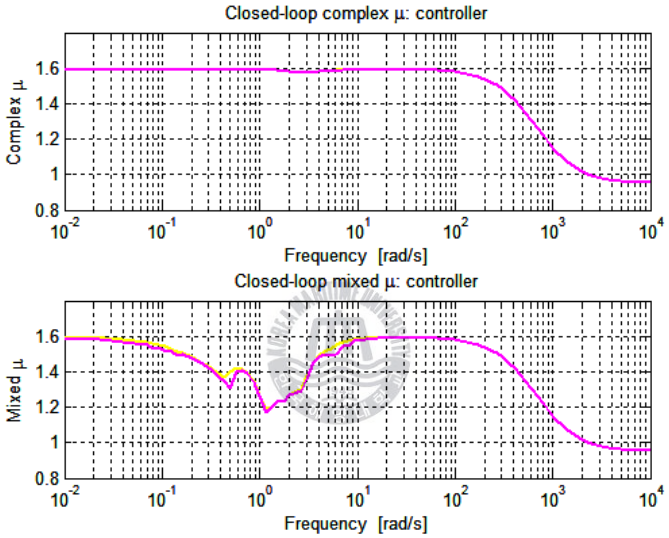

Figure 45: μ values and D-scaling at sixth iteration

4.3.2 μ 제어기 성능 및 응답

4.3.2.1 공칭 성능

Figure 46은 앞에서 D-K 반복을 통해 구한 18차의 μ 제어기 K_{mu}에 대한 감도 전달함수를 보여주고 있다. 일부 구간에서 임계치 구간도 있으나 거의 모든 주파수 영역에서 성능 하중함수의 역수보다 작기 때문에 공칭 성능이 보장된다.

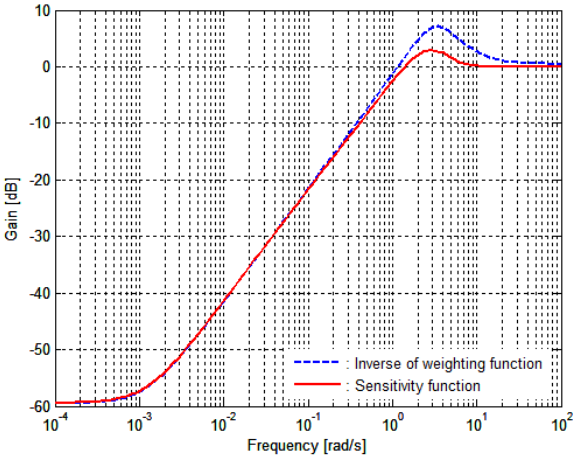

Figure 46: Sensitivity function

4.3.2.2 강인 안정성

Figure 47은 구조화 특이값 μ의 위쪽 및 아래쪽 경계를 나타낸 것이다. 이를 통해 폐루프 시스템의 강인 안정성을 나타내는 μ의 최대값이 0.57433임을 확인하였고, 이를 통해 강인 안정성이 보장됨을 알 수 있다.

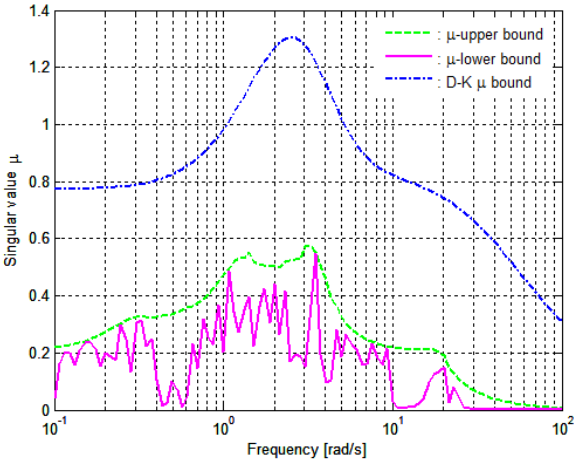

Figure 47: Robust stability

4.3.2.3 강인 성능

μ의 최대값은 1.5959이며, 이는 K_{mu}를 탑재한 폐루프 시스템의 강인 성능이 보장된다는 것을 뜻한다. 여기서 공칭 성능은 최대 0.97355로 전 주파수에 걸쳐 보장된다. Figure 48은 공칭 성능 및 강인 성능 곡선을 나타낸 것이다.

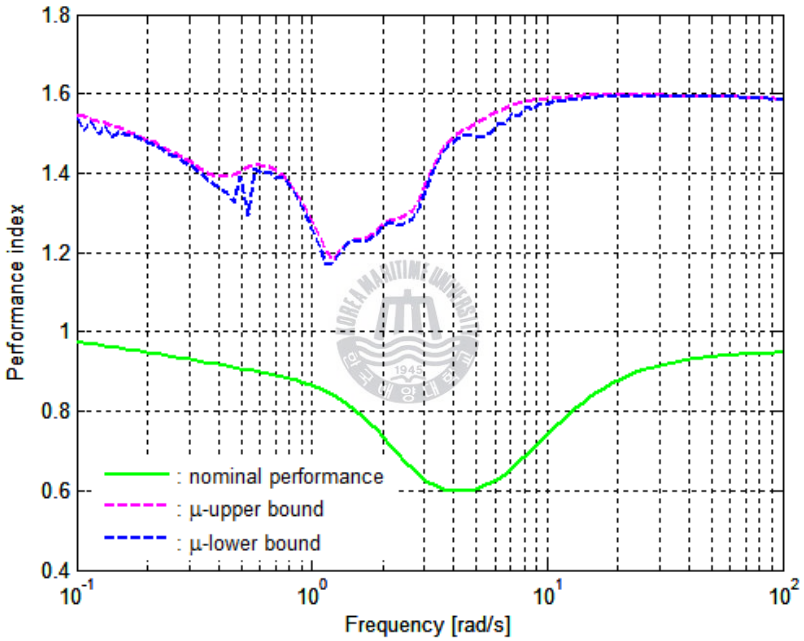

Figure 48: Nominal and robust performance

Figure 49는 섭동 시스템의 감도 전달함수를 나타내었다. 일부 섭동에 대해서는 하중함수의 역수보다 위에 있는 것이 있어 안정 성능에 있어서 일부 불안한 부분도 있다. 또한 Figure 50 및 Figure 51은 섭동 시스템의 폐루프 전달함수에 대한 주파수 응답과 보드 선도이다.

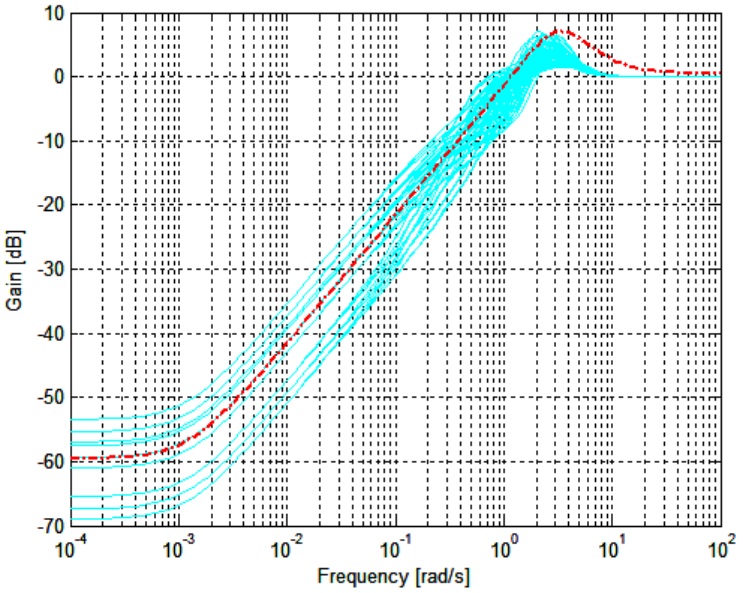

Figure 49: Sensitivity function of perturbed system

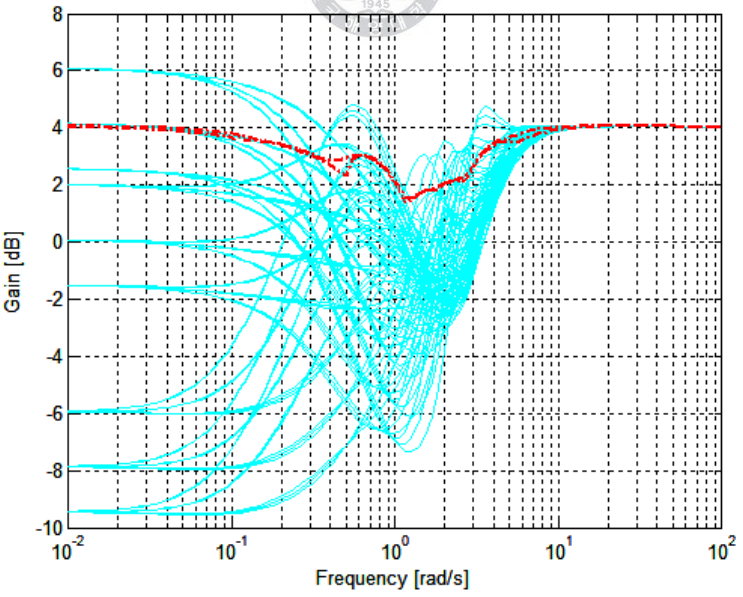

Figure 50: Performance of perturbed system

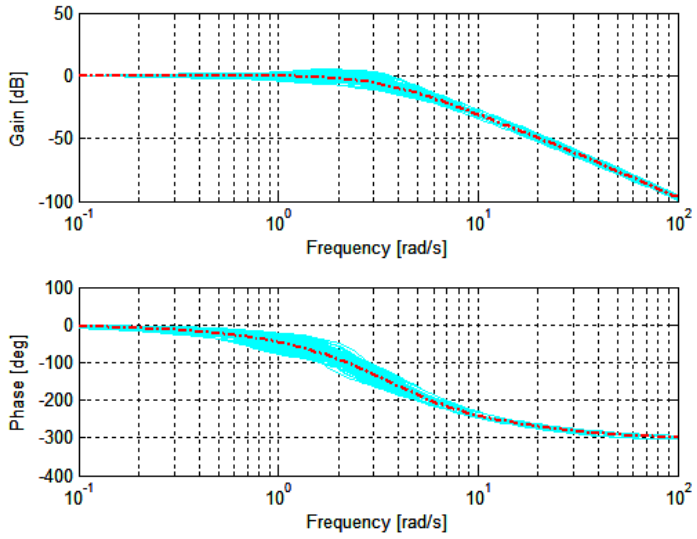

Figure 51: Frequency response of perturbed system

4.3.2.4 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답

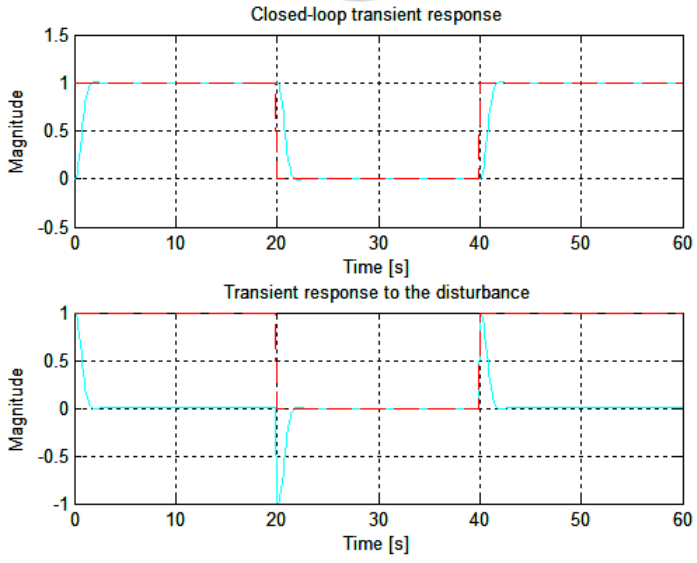

Figure 52: Transient response of nominal system

Figure 52는 K_{mu} 제어기를 탑재한 폐루프 시스템의 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답이다. 앞의 H_∞ 준최적 제어기 K_{hin}, LSDP 제어기 K_{ls}의 응답과 비교해 볼 때 정착시간은 빨라지고 오버슈트 역시 줄어들었다.

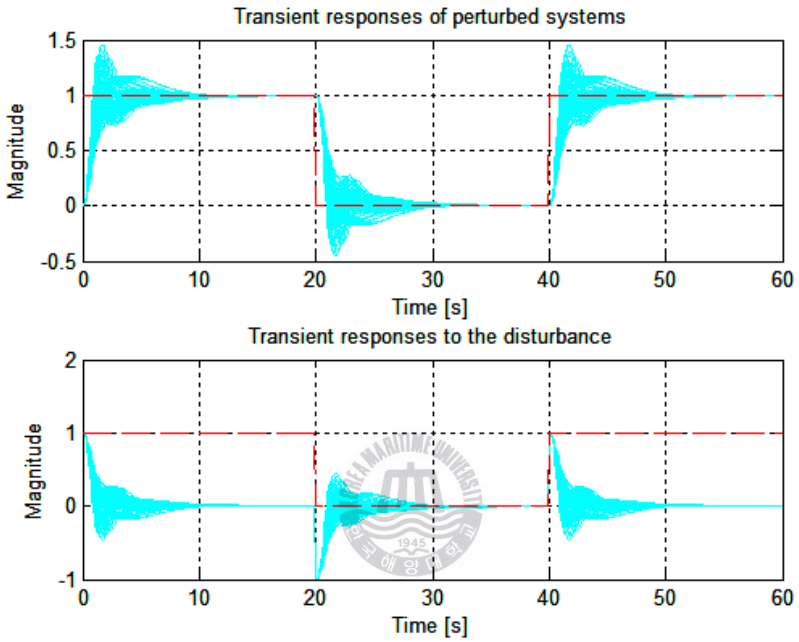

Figure 53: Transient response of perturbed systems

Figure 53은 기준 입력에 대한 각 섭동 시스템의 시간 응답이다. 모든 경우의 섭동에 대해서 오버슈트가 50%를 초과하지 않는다.

4.3.3 μ 제어기의 차수 축소 및 성능

앞 절에서 설계한 μ 제어기는 18차로서 실제 산업현장에서의 실현을 어렵게 하는 수준이므로 차수 축소를 고려해야 한다. 이를 위해 시스템이 최소실현이 아니면 관측불가능 및/혹은 제어불가능 모드를 제거하여 균형실현(balanced realization)이 되도록 하여 구한다. 식 (55)는 5차로 줄인 μ

제어기이다.

$$K_{red} = \frac{0.022736(s+2052)(s+72.12)(s+3.505)(s+0.4001)(s+0.003969)}{(s+266.3)(s+0.04091)(s+0.001251)(s^2+7.12s+29.87)} \quad (55)$$

Figure 54는 차수를 축소한 K_{red} 제어기를 장착한 폐루프 시스템의 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답이고 Figure 55는 기준 입력에 대한 각 섭동 시스템의 시간 응답이다. Figure 52와 Figure 53에 나타난 18차 μ 제어기의 응답 특성과 비교해 볼 때 차이가 거의 없음을 확인할 수 있다.

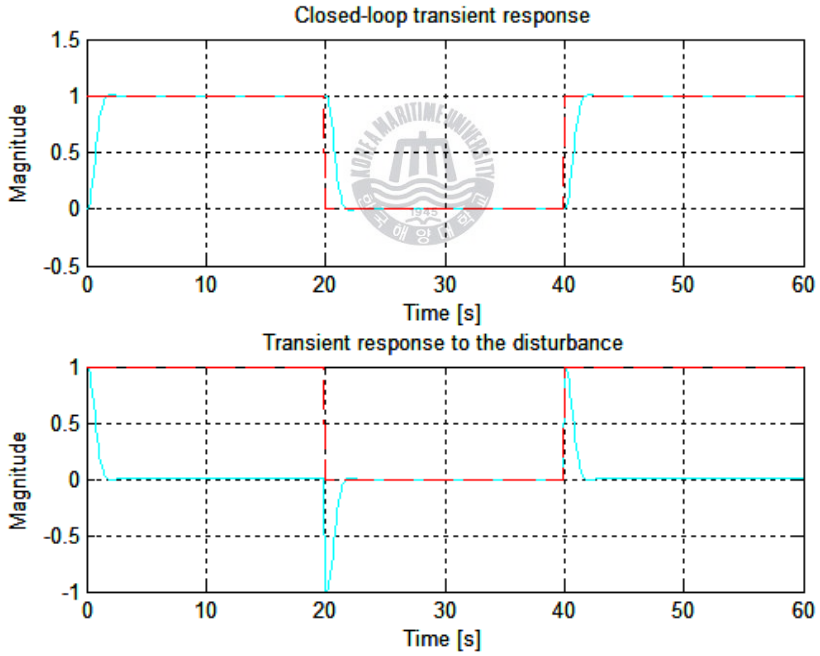

Figure 54: Transient response for reduced-order controller

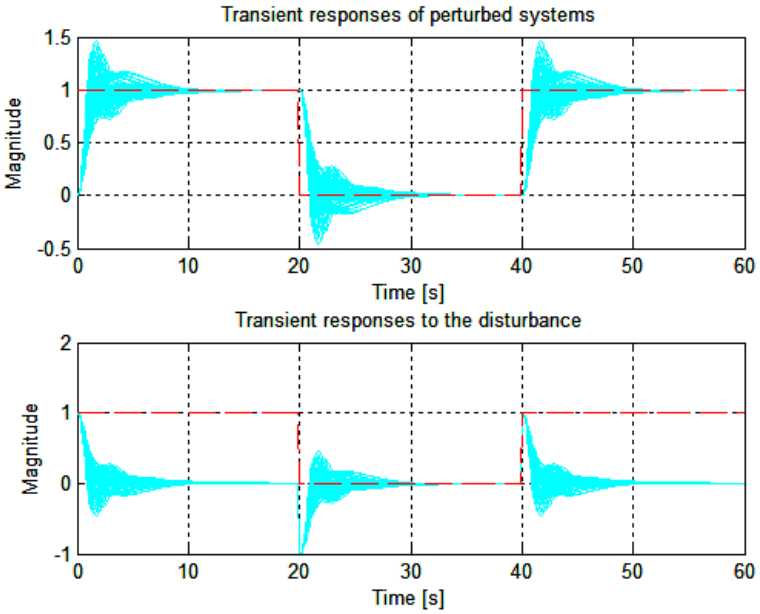

Figure 55: Transient response of perturbed system

4.4 H_∞ 준최적, H_∞ 루프-성형, μ 제어기의 비교

지금까지 설계한 H_∞준최적 제어기 K_{hin}, H_∞ 루프-성형 제어기 K_{ls}, 그리고 μ 제어기 K_{mu}의 주파수 응답, 시스템에 설치하였을 때의 주파수 응답, 공칭성능, 강인 안정성, 강인 성능, 각 제어기의 성능 약화 특성 등에 대해 비교해 보기로 한다. Figure 56에서 보듯이 100 rad/s 이상의 주파수에서 μ 제어기가 H_∞ 준최적 제어기, H_∞ 루프-성형 제어기에 비해 게인이 더 크고, 50 rad/s 이상부터는 μ 제어기 및 H_∞ 준최적 제어기에 비해 H_∞ 루프-성형 제어기가 위상을 더 많이 지연시킨다.

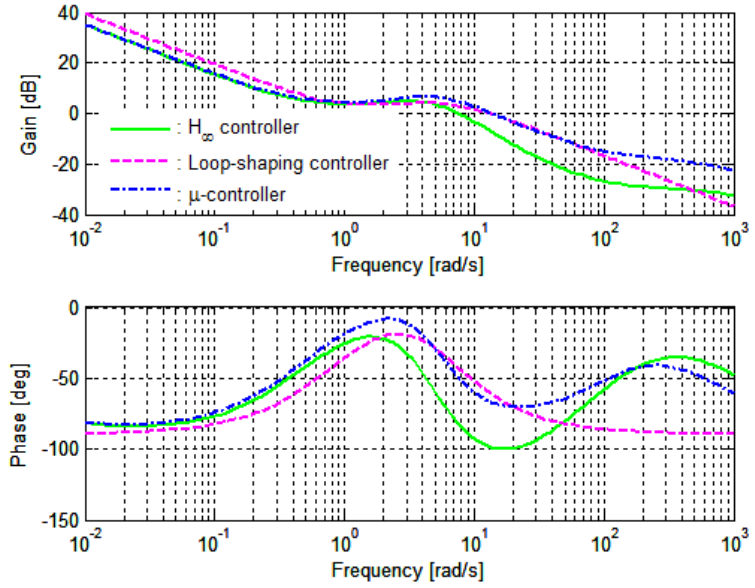

Figure 56: Frequency response of three controllers

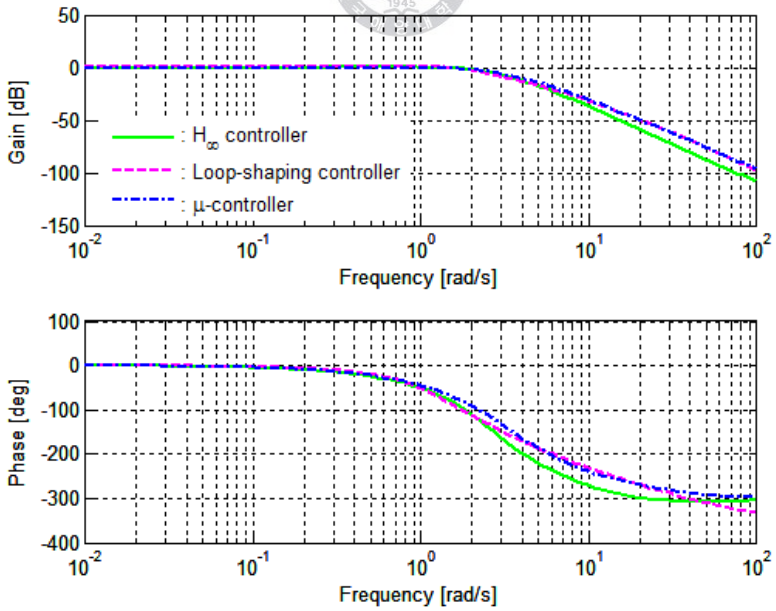

Figure 57: Frequency response of closed-loop systems

Figure 57을 보면 각 제어기를 설치한 시스템이 게인 부분에서는 거의 대동소이 하나 μ 제어기 및 H_∞ 루프-성형 제어기가 H_∞ 준최적 제어기보다 대역폭이 높은데 이는 이들 시스템이 H_∞ 준최적 제어기를 탑재한 시스템보다 응답 속도가 더 빠르다는 것을 뜻한다. Figure 58에서처럼 공칭 성능은 일부 구간에서 임계치가 있기는 하나 μ 제어기 및 H_∞ 준최적 제어기가 H_∞ 루프-성형 제어기에 비해 상대적으로 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다.

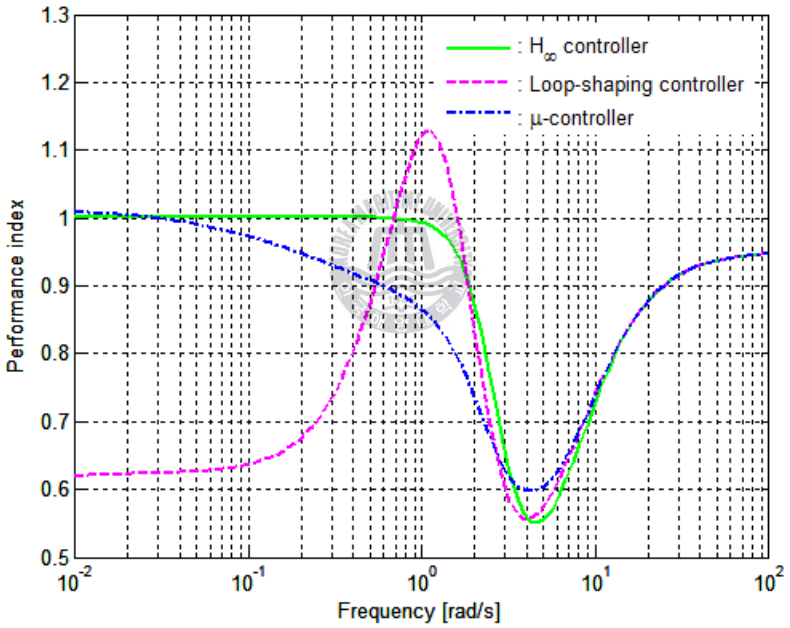

Figure 58: Comparisons of nominal performance for three controllers

Figure 59에서 3개의 제어기 모두 1보다 작기 때문에 강인 안정성을 보장하지만 μ 제어기를 탑재한 시스템이 가장 좋다는 것을 확인할 수 있는데, 이는 시스템을 불안정하게 하는 섭동을 가장 크게 고려할 수 있기 때문이다. 섭동의 노옴 값은 μ의 최대값에 반비례한다.

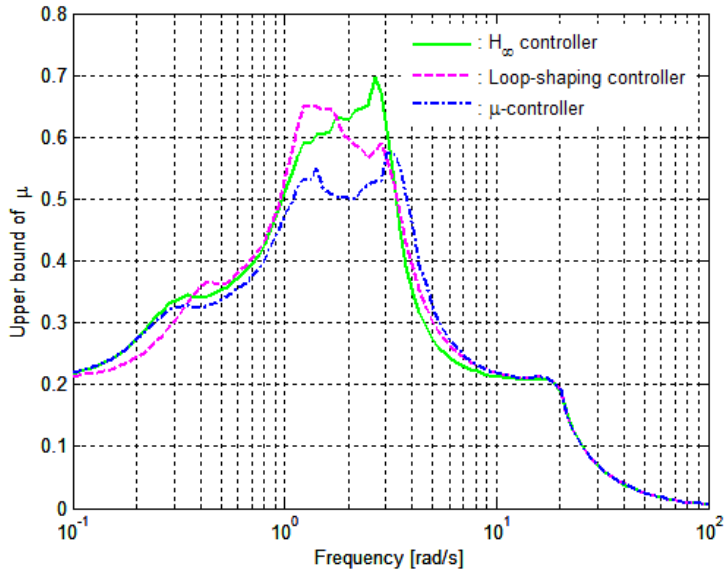

Figure 59: Comparison of robust stability for three controllers

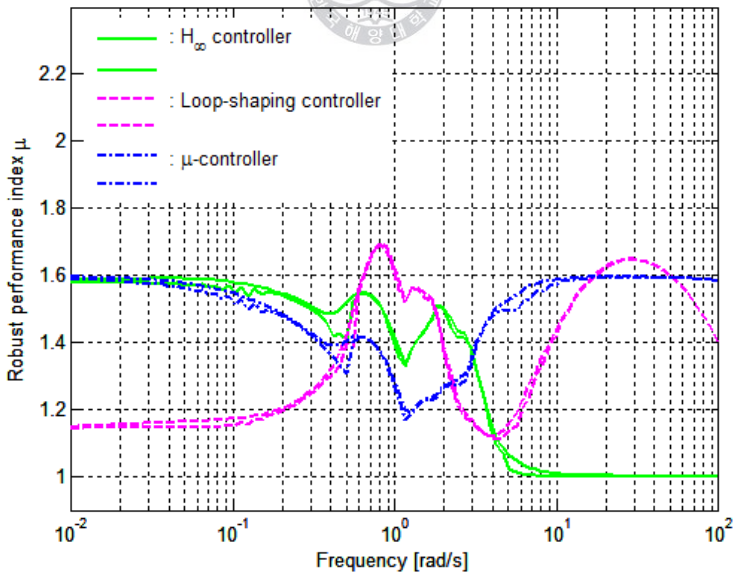

Figure 60: Comparison of robust performance for three controllers

Figure 60에서 보듯이 각 제어기 모두 강인 성능 특성이 허용치(60%) 이내이므로 강인 성능이 달성된다. 그 중 저주파수 전영역에 걸쳐 μ-제어기의 성능이 뛰어난 것을 확인할 수 있다. 요약하면, 앞에서 설계한 3개의 제어기는 모두 파라미터 섭동에 대한 강인 안정성 및 강인 성능은 본 연구에서 설정한 허용 범위 내에 있으나, 각 제어기 중 H_∞ 준최적 제어기의 강인 성능이 다른 제어기에 비해 성능이 미흡한 것을 확인할 수 있었다. 하지만 시스템의 강인 성능은 섭동을 어떤 방식으로 구현했느냐에 따라 다른 결과를 보일 확률이 크다. 그래서 시스템의 성능에 가장 나쁘게 작용하는 이른바 최악의 섭동(worst-case perturbation)을 조사해 볼 필요가 있다.

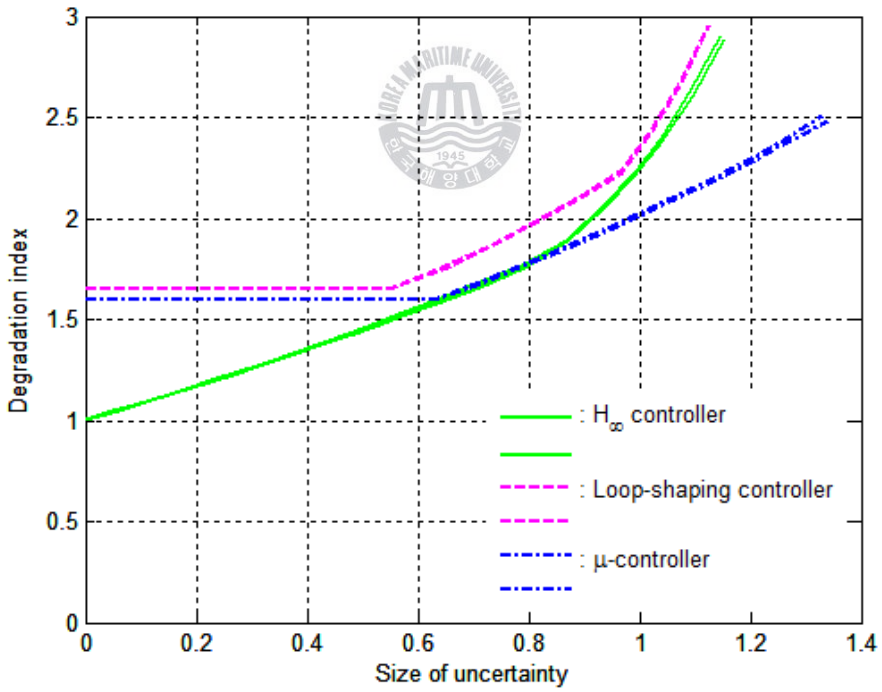

Figure 61: Performance degradation for three controllers

Figure 61에서 μ 제어기는 섭동이 어느 정도 커지더라도 강인 성능을

보장함을 보여준다. 그 밖의 제어기는 불확실성이 0.8을 초과하면 급속도로 성능이 저하된다.

결국 이러한 비교를 통하여 μ 제어기가 공칭성능 및 강인 안정성, 강인 성능 부분에서 적합하다는 것은 확인할 수 있었지만 한 가지 짚어야 할 것은 제어기의 차수가 높다는 것이다. 이는 산업현장에서 μ 제어기를 이용하기 위해서는 차수를 줄일 필요가 있다는 것을 뜻한다.

최종적으로 주파수 영역에서 각 섭동에 대한 시뮬레이션을 수행한 결과, 공칭 성능 및 강인 안정성, 강인 성능의 각 수치는 다음과 같다.

Table 3: Index of robust stability and performance for three controllers

Controller	Index of nominal performance	Index of robust stability	Index of robust performance
H_∞ controller : K_{hin}	1.0012	0.69604	1.5797
H_∞ LSDP controller : K_{ls}	1.1294	0.6504	1.6958
μ controller : K_{mu}	0.97355	0.57433	1.5969

제 5 장 결 론

본 연구에서는 선박용 대형 디젤엔진의 속도제어기 설계문제에 H_∞ 제어이론을 적용하여, 저속 디젤엔진의 연료분사 계통에서 나타나는 시간지연과 선박의 운항 상태 변화에 따른 엔진의 파라미터 변동에 적절히 대처할 수 있는 3종류의 제어기를 설계 및 비교하였으며 구체적으로 다음 사항을 확인하였다.

• 공칭 성능의 경우 μ 제어기의 경우만 성능 지수가 1 미만이었고, 그 밖의 제어기의 경우 임계치이거나 그 보다는 높았다. 단순히 공칭 성능 지수만 보았을 경우 μ 제어기가 우수하다고 할 수 있다.

• 강인 안정성은 3개의 제어기 모두 만족시켰으며 강인 성능에서도 허용범위 내에 있었으나 μ 제어기가 가장 우수하였다. 또한 강인 성능은 섭동의 구성 방식에 따라 다른 결과를 보일 확률이 크기 때문에 시스템의 성능에 가장 나쁘게 작용하는 최악의 섭동을 조사하였고, 그 결과 μ 제어기가 섭동이 어느 정도 커지더라도 강인 성능을 보장하는 것을 확인하였다. 그 외의 제어기는 불확실성이 0.8을 초과하면 성능이 급속히 저하되었고, 기준 및 외란 입력에 대한 시간 응답 또한 시간지연 및 오버슈트 최소화 등에 있어서 μ 제어기가 우수하였다.

• 결국 이러한 비교를 통하여 μ 제어기가 공칭성능 및 강인 안정성, 강인 성능 등에서 적합하다는 것을 확인할 수 있었지만, 제어기의 차수가 너무 높아 산업현장에 적용하기 위해서는 차수 축소가 필요하였다.

이상의 내용은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 얻어진 결과이므로, 실제 해상용 대형 디젤엔진에 적용하여 성능검증과 실용화가 향후의 과제로 남겨져 있다.

참고문헌

[1] 韓國舶用機關學會 機關管理硏究會, 船舶의 經濟的 運航管理, 太和出版社, pp. 1~43, 1978.

[2] Lyngsó-Valmet Marine, "Electronic Governor System EGS2000", 960.200.311, pp. 18~19.

[3] Lyngsó Marine, "Electronic Governor System : Type EGS900", STL07.C.32, pp. 9~18.

[4] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity : Model reference trnasformations, multiplicative seminorms and approximate inverses", IEEE Transactions on Automatic Control, AC-26., pp. 301~320, 1981.

[5] G. Zames and B.A. Francis, "Feedback, minimax sensitivity and optimal robustness", IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28, pp. 585~600, 1983.

[6] 박세화, 류태우, "엔진의 공회전 속도 H_∞ 제어를 위한 상태 공간 모델링", 韓國自動車工學會, 第17卷, 第77號, pp. 527~532, 1995.

[7] 전효중, 이돈출, "국내 선박용 디젤엔진산업의 발전과 전망", 韓國Marine Engineering 學會, 第30卷, 第8號, pp. 827~836, 2006.

[8] 정병건, 양주호, "H_∞ 제어기법을 이용한 저속디젤기관의 속도제어", 韓國舶用機關學會誌, 第17卷, 第5號, pp. 63~70, 1993.

[9] C.A. Desoer and M. Vidyasagar, Feedback systems : Input-output properties, Academic press, New York, 1975.

[10] K. Glover and J.C. Doyle, "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞-norm bound and relations to risk sensitivity", Systems & Control Letters, Vol. 11, pp. 167~172, 1988.

[11] J.C. Doyle, K. Glover, 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.

[12] Safonov, M.G., D.J.N. Limbeer and R.Y. Chiang, "Simplifying the H_∞ theory via loop-shifting, matrix-pencil and descriptor concepts", Int. J. Control, Vol. 50, No. 6, pp. 2467~2488, 1989.

[13] Da-Wei Gu, P.Hr. Petkov and M.M.Konstantinov, Robust control design with Matlab, Springer, pp. 13~97, 2005.

[14] K, Zhou and P.P. Khargonekar, "An algebraic Riccati approach to H_∞ optimization", Systems & Control Letter, Vol. 11, pp. 167~172, 1988.

[15] 近藤 良, "制御の學習法", 計測と制御, Vol. 30, No. 8, pp. 737~738, 1991.

[16] 木村英紀, "制御系設計理論の最近の進歩", 計測と制御, Vol. 31, No. 1, pp. 78~84, 1992.

[17] 川谷豪治, "ループ定形手法を用いたロバスト制御系の設計", システム/制御/情報, Vol. 36, No.12, pp. 776~783, 1992.

[18] Kwakernaak, H., "Robust Control and H_∞-optimization-Tutorial Paper", Automatica, Vol. 29, No. 2, pp. 255~273, 1993.

[19] μ-analysis and synthesis toolbox user's guide, The Math Works Inc.

[20] 前掲書 (13), pp. 79~97, 1991.

감사의 글

인생의 긴 항해의 전심(轉心)에서 돌아보니 지난 2년이라는 시간이 저에게는 잊을 수 없는 소중한 시간이었습니다. 이제 석사 과정의 마지막이라고 할 수 있는 감사의 글을 작성하려고 하니 문득 많은 분들에게 도움만 받았다는 생각이 듭니다. 저를 도와주신 분들이 이렇게 많았음에도 불구하고 직접 찾아뵙고 인사드리지 못하는 점 용서를 구합니다.

참으로 부족한 저에게 학문의 바다에서 나침반이 되어주셨고, 오늘날의 저가 있게끔 도와주신 정병건 지도 교수님의 은혜에 고개 숙여 깊이 감사드립니다. 교수님 덕분에 학문뿐만 아니라 인성 등에 있어서도 많은 발전을 할 수 있었습니다. 바쁘신 가운데 열과 성을 다해서 심사해 주신 유희한 교수님, 소명옥 교수님께 감사드립니다. 또한 학부때부터 인연이 닿아 항상 응원해주신 조권회 교수님, 이명훈 교수님, 윤용섭 교수님 및 메카트로닉스공학과의 교수님들께 감사드립니다.

학사일정을 옆에서 꼼꼼하게 챙겨주고 논문 인쇄까지 도와주신 장하룡 조교님, 아마도 형님께서 종합시험 등 학사일정을 챙겨주지 않았다면 졸업은 불가능 하였을 것입니다. 같은 연구실의 이영찬 선배님, 논문 작성 시 주의사항을 늘 조언해주신 일용이 형, 기탁이 형, 윤형이 형, 논문 심사표 제출 등 물신양면 도와준 고등학교 동문 곽준호 군. 이분들의 도움이 있었기에 석사 학위과정을 무사히 마칠 수 있었지 않았나 싶습니다.

또한 어렵던 시기를 동고동락한 동기생이자 나의 가장 친한 친구인 김양곤 군. 항상 힘내라고 옆에서 응원해준 김양선 군과 김민호 군, 늘 옆에서 도와준 배수영, 정성영 후배, 학교 동기생 및 친구들. 이 모두에게도 감사의 말을 전합니다.

논문이 완성되어 가는 도중에 물신양면 많은 도움을 주신 부경대학교 학군단장 황운학 대령님, 강화수 선배님, 그리고 동기생 및 후배 등 모두에게 감사드립니다. 그리고 많은 부분에 있어서 도움을 주신 이홍정 함장

님 및 박주현 부장님에게도 감사의 마음을 전합니다. 아마도 이분들의 도움이 없었다면 논문 작성에 많은 어려움이 있었을 것입니다.

어린 시절부터 인생의 든든한 후원자가 되어 주신 부모님의 희생과 사랑이 없었다면 저는 오늘날 이 자리에 없었을지도 모릅니다. 많은 어려움이 있었지만 그때마다 힘이 되어주셔서 감사합니다. 또한 언제나 정신적으로 든든한 버팀목이 되어준 내 동생 황미란 양, 힘든 시기마다 옆에서 힘이 되어주고 응원해 준 여자 친구 김대옥 양과 그 가족에게도 감사의 말씀을 전합니다.

끝으로 저를 아껴주신 모든 분에게 자그마한 기쁨을 바치며 이 글을 마칩니다.

2009년 12월 31일

황 순 규 올림