

선박 추진 시스템의 엔진-CPP 통합적 제어에 관한 연구

A Study on the Engine-CPP Control of a Ship Propulsion System

김 영 복
(Young-Bok Kim)

Abstract : There are many demands for ship control system and many studies have been proposed. For example, if a ship diesel engine is operated by consolidated control with Controllable Pitch Propeller(CPP), the minimum fuel consumption is achieved, satisfying the demanded ship speed. For this, it is necessary that the ship is operated on the ideal operating line which satisfies the minimum fuel consumption. In this context of view, this paper presents a controller design method for a ship propulsion system with CPP by Linear Matrix Inequality(LMI) which satisfies the given H_∞ control performance and robust stability in the presence of physical parameter perturbations. The validity and applicability of this approach are illustrated through a simulation in the all operating ranges.

Keywords : CPP, LMI, control performance, robust stability, perturbation

I. 서론

디젤기관은 고출력을 낼 수 있고 연료비가 저렴하기 때문에 육상용은 물론 해상용 원동기로서 널리 이용되고 있는 중요한 원동기 중의 하나이다. 그리고 선박의 기동성을 민첩하게 하고, 디젤기관의 효율을 향상시키기 위해서 중·소형 선박 등에서는 그림 1과 같은 가변 피치 프로펠러(CPP : Controllable Pitch Propeller) 시스템을 널리 채용하고 있다. 그림 2는 CPP를 장착한 선박의 항주(航走)곡선도를 나타내고 있는데, 이 그림에서, 어떠한 선속을 얻고자 한다면 목표선속을 얻기 위한 회전수와 CPP 피치각의 조합이 다수 존재함을 알 수 있다. 그러나 가장 작은 주기출력(연료 소비량)으로서 목표로 하는 선속을 얻기 위한 회전수와 CPP 피치각의 관계는 그림의 일점쇄선(각 선속곡선에서 BHP[PS](주기출력)값이 가장 작은 점을 연결한 선)과 같이 주어지게 된다. 예를 들어,

목표선속이 $v_s = 13.5[\text{kt}]$ 라고 한다면, 이러한 목표선속을 얻기위한 엔진회전수(프로펠러 회전수 \times 감속비(3.2))와 CPP 피치각의 관계는 $\theta_{cp} = 0.349 [\text{rad}]$, $n_e = 670[\text{rpm}]$ 일때와, $\theta_{cp} = 0.394 [\text{rad}]$, $n_e = 610 [\text{rpm}]$ 일때의 두가지 운전조건을 생각할 수 있을 것이다. 그러나 연료소비량을 최소화하기 위한 운전조건은 당연히 BHP[PS](주기출력) 값이 가장 작은 점인 $\theta_{cp} = 0.394 [\text{rad}]$, $n_e = 610 [\text{rpm}]$ 일때로 주어질 것이며, 저속영역에서는 또 다른 운전점들로 이루어진 운전곡선이 얻어진다. 그런데 이러한 선도 운전조건의 변화(저항의 증가 등)에 따라 달라지게 되며, 실제적인 문제로서 그림의 일점쇄선위에서 운전이 이루어지도록 엔진 회전수와 CPP의 피치각을 동시에 조정하는 것은 숙련자라 하더라도 상당히 어렵다. 그래서, 이러한 문제점을 해결하기 위해 종래에는 회전수를 일정하게 설정해 두고 CPP의 피치각만을 조정하여 목표선속을 얻는 조작을 행하였다. 그러나, 이와같은 조작으로 인하여 항해중의 고부하측에서는 큰 문제가 없으나, 저부하측에서의 연료소비를 증가가 큰 문제가 된다. 이와 같은 종래의 시스템에 대한 문제점을 다시 정리해 보면, 다음과 같이 두가지로 요약할 수 있다.

- 1) 회전수와 피치각제어가 독립적으로 이루어지기 때문에 최적의 상태에서의 조작은 숙련자가 아니면 어렵다.
- 2) 조작상의 어려움 때문에 연료소비를 최소화라는 목적은 고려하지 않고 회전수를 일정(피치각 일정)하게 설정해 두고, 피치각(회전수)만을 조정하는 방법을 사용하고 있다.

따라서, 본 연구에서는 위와 같은 문제점을 해결하기 위해 회전수 및 CPP 피치각의 통합적 제어의 관점에서 운항조건 변화에 따른 파라미터의 변동과 모델링 오차

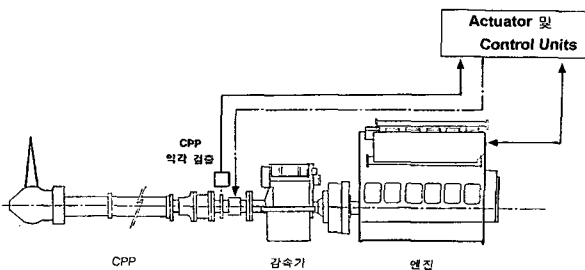


그림 1. 가변 피치 프로펠러를 갖는 선박 추진 시스템.
Fig. 1. A ship propulsion system with controllable pitch propeller (CPP).

접수일자 : 1997. 10. 27., 수정완료 : 1998. 6. 11.
김영복 : 부경대학교 산학연협동연구센터
※ 본 논문은 학술진흥재단의 1996년도 후반기 박사후 연수과정 지원사업에 의해 연구되었습니다.

등의 불확실성에도 강인하게 대처할 수 있는 제어계를 설계한 후, 시뮬레이션을 통하여 설계되어진 제어계의 타당성을 검토한다.

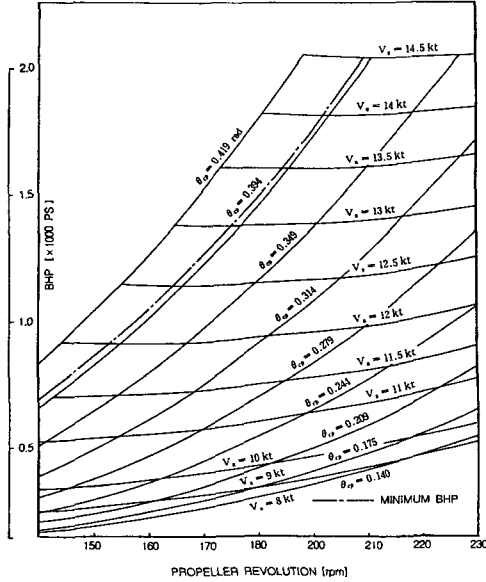


그림 2. 추정 마력 곡선.
Fig. 2. Estimated power curves.

본 연구에서는 제어계 설계를 위해 수치적 최적화 기법을 이용한다. 제어계 설계에 있어서 수치적 최적화 기법을 이용한 것은 이미 오래전의 일이며, 최근에는 μ -해석·설계를 계기로 수치적 최적화 기법을 이용한 제어계 설계법이 새롭게 주목을 받게 되었는데 특히 LMI (선형행렬부등식)를 이용한 제어계 설계법[1]-[5]은 그 대표적인 것이라 할 수 있다. LMI에 의해 제어칙을 설계하는 문제는

- 1) 대역적(大域的) 최적해를 구할 수 있다.
 - 2) 다수의 설계사양을 쉽게 다룰 수 있다.
- 등의 이점이 있으며, LMI를 이용하게 되면, 대상 시스템의 파라미터 변동에 대한 강인성도 행렬 폴리토프(polytopic)에 의해서 보장할 수 있다[1][3].

따라서 본 논문에서는 선박 추진 시스템을 제어대상으로 하고

- 가) 시스템의 물리파라미터 변동에 대한 강인성
- 나) H_∞ 노름 조건

등을 설계사양으로 두고, 이것들을 동시에 만족시키는 상태 피드백 제어칙을 LMI를 이용하여 구한 다음, 그 타당성을 검토하고자 한다. 그리고 본 논문에서 사용하는 단어, 기호는 특별한 부가설명이 없는 한 다음과 같다.

$$\|Z\|_\infty : \text{전달함수 행렬 } Z \text{ 의 } H_\infty \text{ 노름}$$

이것은 $Z \in RH_\infty$ 일때 다음과 같이 정의된다.

$$\|Z\|_\infty \triangleq \sup \omega p \sigma_{\max}(Z(j\omega))$$

여기서, $\sigma_{\max}(A)$ 는 A 의 최대특이치, RH_∞ 는 프로퍼(proper)인 실수 유리행렬의 집합이다.

II. 제어대상과 설계사양

1. 제어대상의 모델링과 비선형특성

현대제어이론은 상태방정식 표현을 기본으로 하여 전개되어지고, 그 표현이 고도의 해석·설계능력을 가지고 있음은 잘 알려져 있다. 그러나, 상태방정식은 일반적으로 시스템 요소의 물리·화학적 특성이나 그것들의 결합을 기술하는 수식 모델에 여러개의 변수를 도입함으로써 얻어진다. 그렇기 때문에 상태방정식의 계수행렬에 물리적 의미를 부여하는 것이 곤란할 가능성이 크다. 또한, 모델의 파라미터 오차를 생각할 경우, 상태방정식의 계수행렬의 오차와, 시스템 요소의 특성을 기술하는 수식 모델의 오차가 어떠한 관계가 있는지 알기가 힘들다. 즉, 시스템의 물리적 구조, 물리 파라미터의 변화에 관해 거론한다는 관점에서는 상태방정식이 결코 만족할 만한 수식모델이라고 할 수 없다. 이에 대해, Descriptor 방정식은, 시스템 요소의 특성을 나타내는 식과 그 결합을 나타내는 식을 나열함으로써 얻어지는 수식 표현이며, 미분방정식 뿐만 아니라 대수방정식도 포함해서 표현할 수 있기 때문에 시스템내의 물리변수나 정수, 물리적 구조를 보존하는데 뛰어난 표현능력을 가진 수식모델이다.

따라서 본 논문에서는, 상태방정식 표현으로 수반되는 보수성을 개선한다는 관점에서, 제어대상을 Descriptor 방정식으로 표현하고, 이렇게 나타내어진 제어대상에 대해 제어계를 설계한다. 본 연구에서 제어대상으로 하고 있는 선박 추진 시스템(디젤엔진+CPP)의 제원과 사용하는 기호는 표 1, 표 2와 같다.

표 1. 제어대상의 주요 사양.
Table 1. Main specification.

Particulars		Description
Engine	Output (MCR)	1,800 BHP
	Revolution	775 RPM
	NO. of Cylinder	6
	CYL. Bore	280 mm
	Stroke	320 mm
Intermediate shaft	Dimension	180 mm(D) x 1818 mm(L)
	Weight	464 kg
Propeller shaft	Dimension	215 mm(D) x 5660 mm(L)
	Weight	1860 kg
Propeller	Type	4 Blades CPP
	Dimension	2660 mm(D)
	Weight	1828 kg

표 2. 각 파라미터 값.
Table 2. Summary of variables of physical system.

Item	Specification
Inertia engine (J_e)	177.44 kgms ²
+reduction gear (J_g)	
+(propeller+shaft) (J_p)	
Friction (f)	0.102 kgms
Reduction gear ratio (R_g)	1 : 3.2 (Asterm)

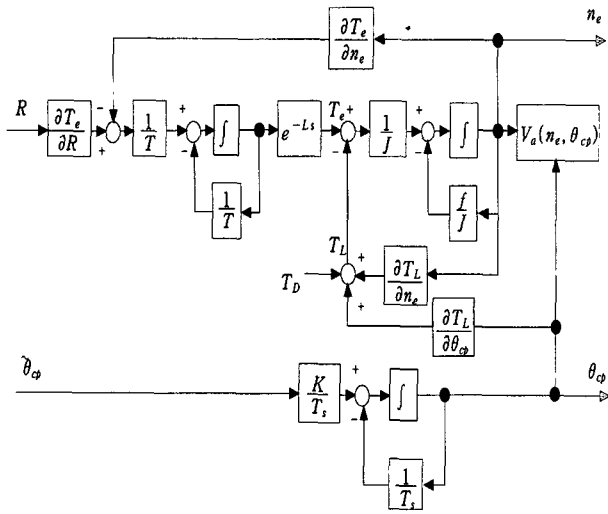


그림 3. 제어대상의 블록선도.
Fig. 3. Block diagram of controlled system.

그리고, 제어대상의 블록선도는 그림 3과 같이 나타낼 수 있고, 입력은 엔진 트로틀밸브 각도 R [rad]과 CPP 피치각 조절을 위한 유압 서보 밸브의 입력전압 $\tilde{\theta}_{cp}$ [V] 이고, 제어량은 엔진 회전수 n_e [1/s]와, CPP의 피치각 θ_{cp} [rad]로 한다.

내연기관은 고유의 특성상 시간지연 특성을 가지며, 연료 분사율은 트로틀밸브 각도와 엔진 회전수의 함수로 기술할 수 있다. 그리고, 연소계통을 1차 요소로 간주하면 연소계의 전달함수는 다음 식과 같이 나타낼 수 있으며,

$$T_e = \frac{1}{1+T_s} \cdot e^{-Ls} \cdot \left(\frac{\partial T_e}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial T_e}{\partial n_e} \Delta n_e \right) \quad (1)$$

여기서, T_e 는 엔진토크[Nm], T 는 시정수[s], L 은 시간지연[s], R 은 트로틀밸브 각도[rad]이다. 그리고 관성모멘트 J 는 기관축 및 프로펠러 등을 포함한 모든 회전체를 기관축 주위로 등가변환하여 나타낸다. 그림 3의 블록 선도에서 사용한 각 기호 가운데 T_L , T_D 은 부하 토크와 외란[Nm], n_e 는 엔진 회전수[1/s], V_a 는 선체속도 [m/s]를 나타낸다. 그리고, T_s 는 CPP 구동용 액츄에이터인 유압 서보 밸브의 시정수[s], K 는 비례이득 [rad/V] 을 나타낸다. 본 연구에서 고려하고 있는 비선형특성은 T , L , $\partial T_e/\partial R$, J , $\partial T_e/\partial n_e$, $\partial T_L/\partial n_e$, T_s 등이며, 이것들이 선박 추진 시스템에 있어서 비선형특성을 나타내는 대표적인 파라미터들이다. 이것으로부터 제어대상의 Descriptor 형식에 의한 시스템표현을 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} E_p \dot{x}(t) &= A_p x(t) + B_p u(t) \\ y(t) &= C_p x(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $x(t) \in \mathbb{R}^4$ 는 상태벡터, $u(t) \in \mathbb{R}^2$ 는 입력벡터, $y(t) \in \mathbb{R}^2$ 는 출력벡터이며,

$$E_p = \begin{bmatrix} J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} A_p &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{\partial T_L}{\partial n_e} + f\right) & 1 & -1 & \frac{\partial T_L}{\partial \theta_{cp}} \\ 0 & -2 & 4 & 0 \\ -\frac{\partial T_e}{\partial n_e} & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \\ B_p &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\partial T_e}{\partial R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K \end{bmatrix}^T, \\ C_p &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

이다. 그리고 시간지연은 다음 식과 같이 Pade의 1차 근사법으로 근사화하였다.

$$e^{-Ls} = \left(1 - \frac{Ls}{2}\right) \times \left(1 + \frac{Ls}{2}\right)^{-1} \quad (4)$$

2. 설계사양

설계사양으로서는 다음의 것들을 고려한다.

1) 물리 파라미터의 변동

물리 파라미터 변동을 계수행렬 E_p , A_p , B_p 의 파라미터 변동으로 생각하고, 계수행렬을 행렬 폴리토프[1][3] 형태로 생각하여 파라미터 변동에 대한 강인성을 보증한다. 앞서 기술한 바와 같이, T , L , $\partial T_e/\partial R$, J , $\partial T_e/\partial n_e$, $\partial T_L/\partial n_e$, T_s 등이 변동하는 파라미터이고, 실험데이터로부터 각 파라미터의 변동범위는 다음과 같이 둔다.

$$\begin{aligned} 39.49 \leq \partial T_e / \partial R \leq 114.39, \quad 0.03 \leq T \leq 0.10, \\ 0.05 \leq L \leq 0.20, \quad 147.33 \leq J \leq 199.55, \\ 167.35 \leq \partial T_e / \partial n_e \leq 262.04, \\ 32.62 \leq \partial T_L / \partial n_e \leq 944.67, \quad 0.05 \leq T_s \leq 0.23, \\ 1285.13 \leq \partial T_L / \partial \theta_{cp} \leq 12862.82. \end{aligned} \quad (5)$$

이와 같이 물리 파라미터는 상당한 범위에 걸쳐서 변화하므로, 이것으로부터 시스템내의 파라미터 변동에 대한 제어계의 강인성이 요구됨을 알 수 있다.

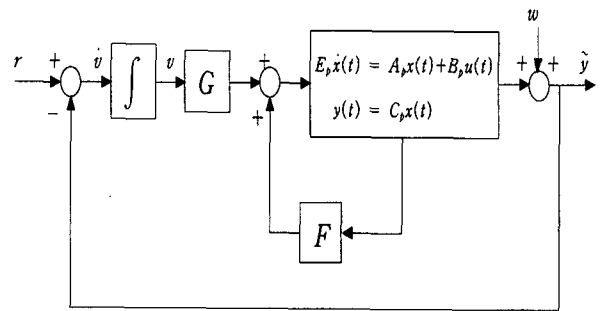


그림 4. 적분형 서보계.
Fig. 4. Integral type servosystem.

2) H_∞ 제어사양

본 논문에서는 정상상태에서 목표치와의 편차를 없애기 위해 그림 4와 같은 적분형 서보계[6]를 구성하기로 한다. 이때, 이 시스템의 외란 w 에서 출력 y 까지의 전달함수 G_{yw} 의 H_∞ 놈 $\|G_{yw}\|_\infty$ 를 최적화 하고, 출력측의 저감도화를 달성하도록 한다. 따라서, 이 시스템에 외란을 부가하면 (2)는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{E}_p \dot{\hat{x}}(t) &= \hat{A}_p \hat{x}(t) + \hat{B}_p \hat{u}(t) + \hat{E}_w w(t) \\ \hat{y}(t) &= \hat{C}_p \hat{x}(t) + \hat{D}_w w(t) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$\begin{aligned} \hat{E}_p &= \begin{bmatrix} E_p & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, & \hat{A}_p &= \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ -C_p & 0 \end{bmatrix}, \\ \hat{B}_p &= \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, & \hat{C}_p &= [C_p \ 0], & (7) \\ \hat{E}_w &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T, & \hat{D}_w &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이고, $\hat{x}(t) = [x(t) \ v(t)]^T$, $\hat{u}(t) \in R^2$, $w(t)$ 는 확대계의 상태와 제어입력, 그리고 외란입력이다. 이때, 피드백 제어입력은

$$\hat{u}(t) = K_{FG} \hat{x}(t) = [F \ G] \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

로 된다. 단, $v(t)$ 는 적분기의 출력벡터이다.

III. LMI를 이용한 제어계의 설계

1. H_∞ 노름 조건

(6)의 시스템 표현에서, 불확실성을 포함하고 있는 계수행렬 $\hat{E}_p, \hat{A}_p, \hat{B}_p$ 를 α 를 파라미터로 하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \hat{E}_p(\alpha) &= \sum_{i=1}^k \alpha_i \bar{E}_i, \\ \hat{A}_p(\alpha) &= \sum_{i=1}^k \alpha_i \bar{A}_i, \\ \hat{B}_p(\alpha) &= \sum_{i=1}^k \alpha_i \bar{B}_i, \\ \sum_{i=1}^k \alpha_i &= 1, \alpha_i \geq 0, i=1, \dots, k. \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $\bar{E}_i, \bar{A}_i, \bar{B}_i, i=1, 2, \dots, k$ 는 단점(vertex) 행렬이고, (9)로 나타내어지는 행렬의 집합을 행렬 폴리토프라 부른다[7][8]. (9)의 표현을 기본으로 해서 다음의 정리를 든다.

정리 : (6)으로 나타내어진 시스템에 대해서, 폐루프계가 안정하고, 외란 w 에서 제어출력 y 까지의 전달함수의 H_∞ 노름이 $\|G_{yw}\|_\infty < \gamma$ 를 만족시키는 피드백 제어이득 K_{FG} 가 존재하기 위한 필요충분조건은

$$\begin{bmatrix} \hat{A}_p X \hat{E}_p^T + \hat{E}_p X \hat{A}_p^T + \hat{B}_p Y \hat{E}_p^T + \hat{E}_p Y^T \hat{B}_p^T & & \\ & \hat{B}_w^T & \\ & \hat{C}_p X \hat{E}_p^T & \\ & & \hat{B}_w \hat{E}_p X \hat{C}_p^T \\ & & -\gamma I & \hat{D}_w^T \\ & & \hat{D}_w & -\gamma I \end{bmatrix} < 0. \quad (10)$$

가 성립되도록 하는 정정대칭행렬(positive definite symmetric matrix) X 와 변수 Y 가 존재하는 것이다. 이때, 피드백 제어이득 K_{FG} 는

$$K_{FG} = YX^{-1} \quad (11)$$

로 주어진다.

증명 : Descriptor 형식의 시스템이 이하와 같이 주어져 있다고 하자.

$$\begin{aligned} E \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + B_d w(t) \\ z(t) &= C_2 x(t) + D_d w(t) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $A \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times m}, B_d \in R^{n \times r}, C_2 \in R^{m \times n}, D_d \in R^{m \times r}$ 이고, E 는 정칙이다. 이때 (12)는

$$\dot{x}(t) = E^{-1}Ax(t) + E^{-1}Bu(t) + E^{-1}B_d w(t) \quad (13)$$

로 되므로, (13)의 w 에서 z 까지의 전달함수 G_{zw} 의 H_∞ 노름 $\|G_{zw}\|_\infty$ 을 γ 이하로 할 때의 LMI는,

$$\begin{bmatrix} E^{-1}AX + XA^T E^{-T} + E^{-1}BY + Y^T B^T E^{-T} & & \\ & B_d^T E^{-T} & \\ & C_2 X & \\ & & E^{-1}B_d \ X C_2^T \\ & & -\gamma I \ D_d^T \\ & & D_d \ -\gamma I \end{bmatrix} < 0. \quad (14)$$

로 된다. 여기서, (14)의 좌변의 좌측에

$$E_b = \text{blockdiag} [E \ I \ I]$$

를 곱하고, 우측에 E_b^T 를 곱하더라도 부등호는 변하지 않는다. 단, $E_b \in R^{(m+k+r) \times (m+k+r)}$, I 는 단위행렬이다. 따라서, Descriptor 형식으로 주어진 시스템에 대한 H_∞ 노름 조건의 LMI는 (10)의 형태로 된다. ■

2. 설계순서

설계사양으로 주어진 H_∞ 노름 조건과 파라미터 변동에 대한 조건을 동시에 만족하는 제어계의 설계순서는 다음과 같이 간단히 요약할 수 있다.

Step 1 : 기준모델에 대해 (10)의 LMI를 만족하는 해 X, Y 를 구한다.

Step 2 : 이 때 Step 1에서 구한 해 X, Y 가, 변동하는 파라미터를 갖는 각 계수행렬의 단점행렬(vertex)로 주어지는 LMI (10)을 동시에 만족하는가? 만족한다면 Step 4로, 만족하지 않으면 Step 3으로.

Step 3 : $\gamma(>0)$ 를 증가시키고 Step 1로.

Step 4 : X, Y 를 이용하여, 제어이득 $K_{FG} = YX^{-1}$ 로 하고 설계를 종료한다.

IV. 시뮬레이션

본 절에서는, 제어대상의 물리 파라미터의 변동에 대해 강인한 제어계를 구성하고, 시뮬레이션을 통해 그 유효성을 검증한다. CPP를 갖는 선박 추진 시스템을 운전하는 경우, 운전영역에 따라 시스템내의 파라미터가 크게 변하기 때문에, 그에 대한 제어계의 강인성이 요구된다. 따라서, 전 영역에서 강인성이 보장되도록 정리의 LMI 조건을 만족시키는 해를 구하여 제어이득을 유도한다. 그러기 위해서, 앞서 기술한 것과 같이 변동하는 파라미터들이

$$\begin{aligned} 39.49 \leq \partial T_e / \partial R \leq 114.39, & \ 0.03 \leq T \leq 0.10, \\ 0.05 \leq L \leq 0.20, & \ 147.33 \leq J \leq 199.55, \\ 167.35 \leq \partial T_e / \partial n_e \leq 262.04, & \\ 32.62 \leq \partial T_L / \partial n_e \leq 944.67, & \ 0.05 \leq T_s \leq 0.23, \\ 1285.13 \leq \partial T_L / \partial \theta_{cp} \leq 12862.82 & \quad (15) \end{aligned}$$

의 범위에서 변동한다고 하자. 그리고, (6),(7)의 시스템 표현에서, 계수행렬 $\tilde{E}_p, \tilde{A}_p, \tilde{B}_p$ 를

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p &= \tilde{E}_m + \Delta \tilde{E}_m, & \tilde{A}_p &= \tilde{A}_m + \Delta \tilde{A}_m, \\ \tilde{B}_p &= \tilde{B}_m + \Delta \tilde{B}_m \end{aligned} \quad (16)$$

와 같이 공칭부분(nominal parts) $\tilde{E}_m, \tilde{A}_m, \tilde{B}_m$ 과, 불확실한 부분(uncertain parts) $\Delta \tilde{E}_m, \Delta \tilde{A}_m, \Delta \tilde{B}_m$ 으로 분리해서 나타내기로 한다.

가) 변동하는 파라미터의 기준치, 즉 공칭부분은 각각의 변동범위의 중간치를 취하여

$$\begin{aligned} \tilde{E}_m &= \begin{bmatrix} 177.440 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.125 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.065 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.140 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \tilde{A}_m &= \begin{bmatrix} -489.650 & 1 & -1 & 7073.980 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 4 & 0 & 0 & 0 \\ -214.695 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \tilde{E}_m &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 76.94 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (17)$$

로 나타내고, 이것을 기준 시스템의 계수행렬이라고 한다. 이 때, 불확실성을 포함한 계수행렬 $\tilde{E}_p, \tilde{A}_p, \tilde{B}_p$ 는 다음과 같이 행렬 폴리티프로 표현된다.

$$\tilde{E}_p = \sum_{i=1}^{16} \alpha_i \tilde{E}_i \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_i &= \tilde{E}_m \pm \begin{bmatrix} 26.11 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &\pm \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.075 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \pm \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.035 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &\pm \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.09 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \tilde{A}_p &= \sum_{i=1}^{16} \alpha_i \tilde{A}_i \pm \begin{bmatrix} 456.03 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19) \\ \tilde{A}_i &= \tilde{A}_m \\ &\pm \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 47.35 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \pm \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 5788.845 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\tilde{B}_p = \sum_{i=1}^{16} \alpha_i \tilde{B}_i \quad (20)$$

$$\tilde{B}_i = \tilde{B}_m \pm \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 37.450 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1, \quad \alpha_i \geq 0 \quad (i=1, \dots, 16) \quad (21)$$

위에 나타난 각 단점행렬($\tilde{E}_i, \tilde{A}_i, \tilde{B}_i$)에 대해 (10)의 공통의 해 X, Y 를 구하였다. 이것으로부터 (8)의 상태 피드백 이득 F 와 적분기의 이득 G 는

$$\begin{aligned} F &= \begin{bmatrix} -0.0045 \times 10^{-5} & 0.0047 \times 10^{-5} \\ 0.0268 \times 10^{-5} & -0.0012 \times 10^{-5} \\ -0.2448 \times 10^{-5} & 0.0345 \times 10^{-5} \\ 0.4899 \times 10^{-5} & -0.0086 \times 10^{-5} \end{bmatrix}, \\ G &= \begin{bmatrix} 4.4468 & -0.0025 \\ -0.0028 & 0.6880 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

로 된다. 이 때, $\gamma = 17.3$ 이었다.

나) 응답특성

위와 같이 설계된 상태 피드백 이득 및 적분기의 이득을 이용하여, 각 파라미터가 최소치(표 3에서 min으로 표기)에서 최대치(표 3에서 max로 표기)까지 변동할때를 고려해서 표 3과 같이 16개의 시뮬레이션 조건(단점행렬이 16개이므로)을 두고, 파라미터 변동에 대해 강인성이 보장되는지를 시뮬레이션을 통해 확인한다.

각 파라미터가 변동할 때의 시뮬레이션 결과를 그림 5, 6에 나타낸다. 여기서, 그림 5는 스텝상의 목표신호에 대한 엔진 회전수, 그림 6은 CPP 피치각의 출력을 각각 나타내고 있다. 그림 5, 6의 결과로부터 전 운전영역에 걸쳐서 제어계의 강인성이 보장됨을 확인할 수 있다. 이것은 각 파라미터의 변동범위의 최소치와 최대치의 극점에서 행한 시뮬레이션 결과이지만, 변동범위의 어느 운전점에 있어서도 제어계의 강인성은 보장된다. 그것은 (22)의 제어이득이 행렬 폴리티프로 나타내어진 각 단점행렬에 대해 정리의 LMI를 동시에 만족하는 해로부터 얻어진 것이기 때문이다.

표 3. 시뮬레이션 조건.

Table 3. Simulation conditions.

Parameters (min-max)	J (147.33-199.55)	L (0.05-0.20)	T (0.03-0.10)	T_i (0.05-0.23)	$\frac{\partial T_L}{\partial n_s}$ (32.62-944.67)	$\frac{\partial T_L}{\partial \theta_{cp}}$ (1285.13-12862.82)	$\frac{\partial T_e}{\partial n_s}$ (167.35-262.04)	$\frac{\partial T_e}{\partial R}$ (39.49-114.39)
case 1	max	max	max	max	min	min	min	min
case 2	max	min	max	max	min	min	min	min
case 3	max	min	min	min	min	min	max	max
case 4	max	max	max	min	min	min	min	min
case 5	max	max	min	max	min	min	max	max
case 6	max	min	max	min	min	min	min	min
case 7	max	min	min	max	min	min	max	max
case 8	max	max	min	min	min	min	max	max
case 9	min	max	max	max	min	min	max	min
case 10	min	min	max	min	max	max	min	min
case 11	min	min	max	min	max	max	max	max
case 12	min	max	max	min	max	max	min	min
case 13	min	max	min	max	max	max	max	max
case 14	min	min	max	min	max	max	min	min
case 15	min	min	min	max	max	max	max	max
case 16	min	min	min	min	max	max	max	max

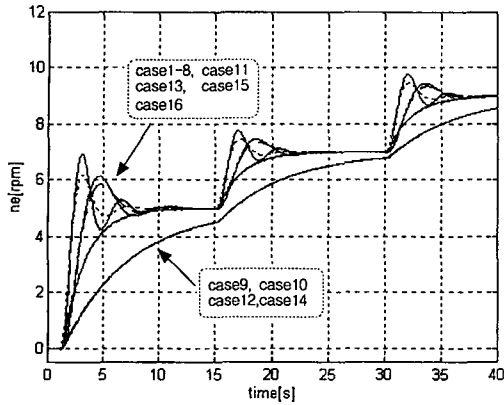


그림 5. 단위계단상 입력에 대한 모든 운전조건에서의 응답 [엔진회전수 n_e [rpm]].

Fig. 5. Responses to the step input changes in the all operating conditions [n_e [rpm]].

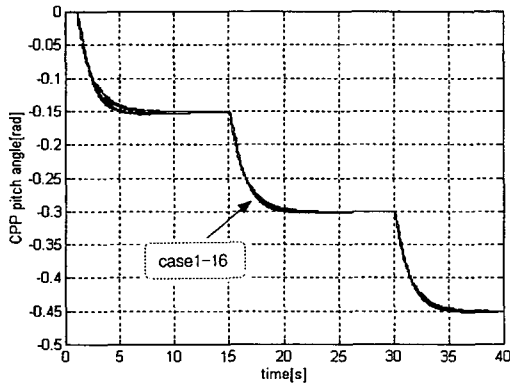


그림 6. 단위계단상 입력에 대한 모든 운전조건에서의 응답 [프로펠러 피치각 θ_{cp} [rad]].

Fig. 6. Responses to the step input changes in the all operating conditons [θ_{cp} [rad]].

V. 결론

본 논문에서는, CPP를 갖는 선박 추진 시스템을 제어 대상으로 하고, 연료 소비를 최소화를 위한 이상선상에서의 운전이 이루어질 수 있도록, 엔진 회전수 및 CPP 피치각의 통합적 제어의 관점에서 제어계 설계에 대한

김 영 복

제어·자동화·시스템공학 논문지 제 3권 제 1호 참조.

고찰을 행하였다. 이때, 시스템의 표현상에 있어서의 보수성을 개선하기 위하여 제어대상을 Descriptor 형식으로 표현하고, 주어진 설계사양에 대해 LMI를 이용하여 피드백 제어이득을 구하였다. 그래서, H_∞ 노름 조건을 만족하면서, 제어대상의 파라미터 변동에 대해 강인한 피드백 제어이득을 LMI를 이용하여 구하였으며, 광범위한 파라미터 변동에 대해 강인성이 보장됨을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참고문헌

- [1] S. Boyd et al., *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM, 1990.
- [2] I. Masubuchi, A. Ohara and N. Suda, "A design of robust servosystems for structured uncertain plants", *Trans. SICE*, vol. 30, no. 9, pp. 1051-1059, 1994.
- [3] Ohara and Sugie, "A synthesys of control system using \square optimization," *Trans. ISICE*, vol. 38, no. 3, pp. 138-146, 1994.
- [4] T. Iwasaki and R. E. Skelton, "A complete solution to the general H_∞ control problem : LMI existence conditions and state space formulars," *Proc. of the ACC*, pp. 605-609, 1993.
- [5] P. Gahinet and P. Apkarian, "A linear matrix inequality approach to H_∞ control," *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, pp. 421-448, 1994.
- [6] Y. Fujisaki and M. Ikeda, "Synthesis of two-degree-of-freedom design of optimal servosystems," *Proc. of the 31st IEEE CDC*, pp. 3588-3589, 1992.
- [7] K. Gu, M. A. Zohdy and N. K. Loh, "Necessary and sufficient conditions of quadratic stability of uncertain linear system," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 35, no. 5, pp. 601-604, 1990.
- [8] H. Kogame and T. Mori, "An exact quadratic stability condition of uncertain linear systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 38, no. 2, pp. 280, 1993.