

유전 알고리즘을 이용한 H_2 / H_∞ 혼합 제어기 설계

A Design of the Mixed H_2 / H_∞ Controller Using Genetic Algorithms

이 종 성, 강 기 원, 박 기 현
(Jong-Sung Lee, Kiwon Kang, and Kiheon Park)

Abstract : In this paper, the genetic algorithm is used to design a mixed H_2/H_∞ controller. Two kinds of controller forms, Youla's form and the general form, are considered to design a mixed H_2/H_∞ controller. Efficient searching methods are sought to minimize the given H_2 cost function under the H_∞ constraint. It is verified by an example that the developed algorithm can provide stable results in the region where unstable results are shown by the conventional gradient method.

Keywords : mixed H_2/H_∞ controller, genetic algorithms, fixed order controller

I. 서론

H_2 기법은 1960년대 초 Kalman의 LQG 제어기로부터 본격적으로 시작되어 1970년대 중반에 피드백 제어계를 안정화시키는 모든 제어기의 형태를 결정하는 공식이 Youla와 Bongiorno에 의해 발견되었으며[1], 이 공식을 이용하여 주파수 영역의 H_2 제어기인 위너-호프(Wiener-Hopf) 제어기가 나오게 되었다. 그러나 플랜트의 전달 함수를 정확히 구할 수 없는 공정 제어 분야에서 H_2 기법의 효용성에 대해 많은 논란이 있었고, 이러한 한계성을 극복하기 위하여 1980년대 초에 플랜트의 불확실성을 고려하는 H_∞ 기법이 연구되기 시작하여 1980년대 말에 그 공식이 완성되었다[2]. 그러나 모든 제어 분야에서는 항상 제어기의 성능과 강인 안정도를 동시에 고려해야 하므로 최근에는 H_2 와 H_∞ 기법을 결합시키는 방향으로 연구들이 진행되고 있다[3][4][5].

H_2/H_∞ 혼합 기법은 1989년에 Bernstein과 Haddad [3]에 의해 처음 제시되었는데, [3]에서는 H_∞ 의 제한 조건을 만족하면서 H_2 평가 함수의 상한값을 최소화시키는 문제를 다루었다. 그러나 이러한 방법은 H_2 평가 함수를 직접 다루지 않기 때문에 정확한 해를 얻지는 못하였다. 1990년대 초에는 볼록(convex) 최적화 접근법을 이용하여 H_2/H_∞ 최적화 문제를 다루는 연구들이 시도되었으나[4], 이러한 방식으로 구한 제어기는 차수가 매우 높기 때문에 실제 구현에는 어려움이 있었다. Chen과 Wen[6]은 Youla 제어기의 자유 매개 변수에 L_1 근사화를 취한 후, 선형 행렬 부등식(linear matrix inequalities) 기법을 적용하여 저차의 H_2/H_∞ 혼합 제어기를 구하였으며, Sznajder의 2인[7]은 Youla 제어기를 이용하여 고차의 H_2/H_∞ 혼합 제어기를 근사화 기법으로 구한 후 제어기 축소 기법을 이용하여 저차의 고정 차수 제어기를 구하였다. 이러한 기법들은

Youla 제어기의 매개변수에 대한 근사화 기법을 쓰고 있기 때문에 최종적인 제어기의 성능은 더 검증되어야 할 것으로 보인다(본 논문의 중요한 내용중의 하나가 이러한 검증 작업이다). 한편, Ridgely[5]는 일반 제어기의 형태에서 제어기의 차수를 제한하여 고정 차수의 제어기를 구하였는데, 이 경우에 고정 차수라는 제한 조건 때문에 최적화 문제가 볼록 문제로 변환되지 않고 비볼록(non-convex) 문제로 되어 문제의 해를 찾기 위해서 비선형 프로그래밍 방법[8]이 이용되었다. 이 방법은 수학적 전개가 어려울 뿐만 아니라 경사도(gradient) 값이 급격히 증가하는 지점부터는 정확한 해를 구해내지 못하는 단점을 가지고 있다.

Youla 매개 변수를 이용하는 근사화 기법이나 경사도 값에 의존하는 비선형 프로그래밍 기법등의 단점을 극복하는 확실한 방법은 직접 탐색법을 이용하는 것이다. 그러나 이 방법 역시 탐색 구간이 커지거나 플랜트의 차수가 커지게 되면 연산 시간이 감당할 수 없이 커지게 되는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 지능형 탐색 알고리즘인 유전 알고리즘을 이용하여 H_2/H_∞ 혼합 제어기를 설계하는 방법을 제시하였다. 일반적으로 유전 알고리즘을 특정 문제에 적용할 경우, 그 문제가 가지고 있는 최적화 특성을 잘 파악하여 이 특성을 이용하는 것이 알고리즘 적용의 성공 여부를 결정하게 된다. 본 논문에서는 유전 알고리즘을 이용하여 고정 차수의 H_2/H_∞ 혼합 제어기를 구하는 가장 효율적인 적용 방법을 제시하고 있으며, 안정도가 보장되는 Youla 제어기와 안정도가 보장되지 않는 일반 제어기에 적용할 경우의 장단점을 비교하였다.

II. 문제 설정

H_2/H_∞ 혼합 문제를 다루기 위해 그림 1과 같이 두 개의 입출력 채널이 있는 시스템을 고려해 보자.

H_2 최적화 문제는 그림 1의 외부 입력 $w(s)$ 에서 출력 $z(s)$ 까지의 전달 행렬 $T_{zw}(s)$ 의 H_2 노름 값을 최소화시키는 것으로 생각하고, H_∞ 최적화 문제는 입력 $w_0(s)$

접수일자 : 1999. 6. 1., 수정완료 : 2000. 1. 3.

이종성, 강기원, 박기현 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부
* 본 논문은 한국과학재단의 1998년 핵심전문연구과제 지원 사업에 의해 연구되었습니다.

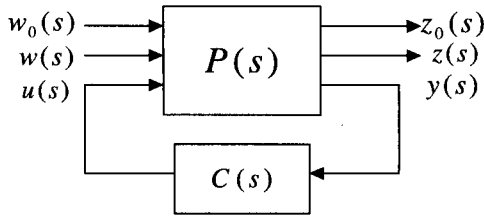


그림 1. H_2/H_∞ 혼합형 모델의 제어 시스템.

Fig. 1. The control system for the mixed H_2/H_∞ model.

에서 출력 $z_0(s)$ 까지의 전달 행렬 $T_{z_0 w_0}(s)$ 의 H_∞ 노름 값을 최소화시키는 것으로 생각하자. 따라서, 본 논문에서 다루는 H_2/H_∞ 혼합 문제는 주어진 γ 값에 대하여 $\|T_{z_0 w_0}\|_\infty \leq \gamma$ 의 조건을 만족하면서 $\|T_{zw}\|_2$ 을 최소화시키는 내부 안정화 제어기 $C(s)$ 를 구하는 문제로 설정된다. 이 때 제어기 $C(s)$ 의 차수를 미리 주어진 값으로 제한한다면 H_2/H_∞ 혼합 제어기 설계 문제는 다음 조건을 만족하는 제어기 $C(s)$ 를 찾는 문제로 정의된다;

- a. i) $C(s)$ 는 전체 폐환 시스템을 내부적으로 안정화시켜야 한다.
- a. ii) 제어기 $C(s)$ 의 차수는 고정 차수이며 이 차수는 미리 지정된다.
- a. iii) 주어진 γ 값에 대하여 $\|T_{z_0 w_0}\|_\infty \leq \gamma$ 이 만족되어야 한다.
- a. iv) $\|T_{zw}\|_2$ 을 최소화시켜야 한다.

일반적으로 시스템의 공칭 안정도와 성능 문제는 H_2 제어를 이용하여 고려할 수 있고 시스템의 강인 안정도는 H_∞ 제어를 이용하여 고려할 수 있다. 그러나 시스템의 안정도 여유를 증가시키기 위해서는 시스템 성능의 희생은 필연적이고 이와 반대로 시스템의 성능을 개선시키기 위해서는 시스템의 안정도 여유는 감소되어야 한다. 즉, 이러한 문제는 두 개의 성능 척도인 시스템의 성능과 강인 안정도 사이에 상충(trade-off) 관계가 있음을 의미한다. 제어기의 차수가 고정된 조건하에서 a.iii)의 주어진 γ 값에 대한 a.iv)의 $\min \|T_{zw}\|_2$ 값을 α 로 표시하는 경우 전형적인 H_2/H_∞ 혼합 모델의 α 와 γ 간의 관계는 앞에서 설명한 이유 때문에 그림 2와 같이 표시되며 이러한 그래프를 통해 주어진 H_∞ 노름 값을 만족하는 H_2 노름 값을 도식적으로 알 수 있고 H_∞ 노름 값의 최소값과 최대값에 대한 H_2 노름 값의 변화도 쉽게 알 수 있다. 이와 같이 $\alpha-\gamma$ 그래프는 두 개 노름 값의 분포를 통해 가장 적절한 성능 절충점에 대한 정보를 주며, 이 정보로부터 최종적인 제어기의 결정을 가능케 한다. 따라서 H_2/H_∞ 혼합 제어기 설계 알고리즘은 주어진 차수의 제어기가 나타내는 $\alpha-\gamma$ 그래프를 찾아내는 알고리즘이라고도 표현할 수 있다.

위의 그림에서 사용된 기호들의 내용은 다음과 같으며,

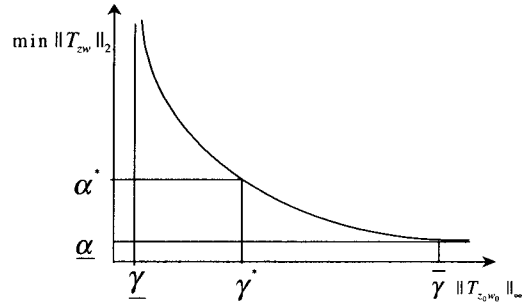


그림 2. 전형적인 H_2/H_∞ 혼합 시스템의 α 값과 γ 값과의 관계.

Fig. 2. Typical relation between α and γ for the mixed H_2/H_∞ system.

앞으로의 내용 전개에도 계속 사용된다.

$$\gamma \equiv \min_C \|T_{z_0 w_0}\|_\infty, \quad \alpha \equiv \min_C \|T_{zw}\|_2 \quad (1)$$

$$\tilde{C}(s) \equiv \|T_{zw}\|_2 = \alpha \text{가 되게 하는 최적 } H_2 \text{ 제어기} \quad (2)$$

$$\bar{\gamma} \equiv \text{제어기가 } \tilde{C}(s) \text{ 일 때의 } \|T_{z_0 w_0}\|_\infty \text{의 값} \quad (3)$$

$$C(s) \equiv \gamma > \gamma \text{인 경우의 } H_2/H_\infty \text{ 혼합 제어기} \quad (4)$$

$$\gamma^* \equiv H_2/H_\infty \text{ 혼합 제어기 } C(s) \text{를 사용할 때의 } \|T_{z_0 w_0}\|_\infty \text{ 값} \quad (5)$$

$$\alpha^* \equiv H_2/H_\infty \text{ 혼합 제어기 } C(s) \text{를 사용할 때의 } \min \|T_{zw}\|_2 \text{ 값} \quad (6)$$

앞에서 정의된 H_2/H_∞ 혼합 제어기 문제 해결에는 두 가지 접근 방법이 가능하다. 먼저 Youla 제어기를 사용하여 a.i)의 안정화 제한 조건을 제거하는 방법[6][7]과 Youla 제어기를 사용하지 않고 일반 제어기를 사용하여 a.i)의 안정화 조건까지 확인하는 방법[8]이 있다. 따라서 본 논문에서는 일반 형태의 제어기와 Youla 매개변수화된 제어기를 유전 알고리즘에 적용하고 그 결과를 통해 어떤 제어기 형태가 적합한지를 비선형 프로그램을 이용한 경사도 탐색 방법[8]의 결과와 비교하여 보았다.

III. H_2/H_∞ 혼합 제어기의 설계

그림 1에서 시스템 입, 출력 관계식을 다음과 같이 나타내자.

$$\begin{bmatrix} z_0 \\ z \\ y \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w_0 \\ w \\ u \end{bmatrix}, \quad u(s) = C(s) y(s) \quad (7)$$

또한 플랜트 $P(s)$ 의 상태공간 계수가

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{00}(s) & P_{01}(s) & P_{02}(s) \\ P_{10}(s) & P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{20}(s) & P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & G_0 & G_1 & G_2 \\ H_0 & J_{00} & J_{01} & J_{02} \\ H_1 & J_{10} & J_{11} & J_{12} \\ H_2 & J_{20} & J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

으로 주어질 때 다음과 같은 표준 가정을 하자[2].

- i) $J_{11} = 0, J_{22} = 0$ 이다.
- ii) (F, G_2, H_2) 는 가제어, 가관측하다.
- iii) J_{12} 와 J_{21} 은 각각 열(column)과 행(row)계수를 갖는다.

iv) $\begin{bmatrix} F - j\omega I & G_2 \\ H_1 & J_{12} \end{bmatrix}$ 와 $\begin{bmatrix} F - j\omega I & G_1 \\ H_2 & J_{21} \end{bmatrix}$ 은 모든

ω 값에서 각각 전열(full column) 계수와 전행(full row) 계수를 갖는다.

위에서 J_{11} 에 대한 가정은 $T_{zw}(s)$ 의 2-노움 값이 유한하기 위한 필요조건이고 J_{22} 에 대한 가정은 수식의 간편화를 위해서 사용되었다. 또한, (F, G_2, H_2) 에 대한 가정은 플랜트 $P(s)$ 가 안정화 가능하기 위한 필요조건이다[9].

본 논문에서 제어를 설계하는데 이용되는 유전 알고리즘은 자연의 실제적 유전 법칙을 모델링한 확률적인 탐색 방법으로서 최적화 문제를 다루는 경우 복잡한 수학적 전개과정없이 해를 찾기 때문에 이산치계나 연속치계에서 정의되는 선형 혹은 비선형적인 제한 조건에 영향을 받지 않는 장점을 갖고 있다. 또한 최적해에 도달하기 위한 점을 탐색하여 이웃하는 점들로 탐색을 단계별로 진행해가는 기존의 탐색 방법과는 달리 여러 개의 점들을 이용하여 동시에 탐색을 하는 다점식 탐색이 가능하기 때문에 전역해를 구할 확률이 높은 방법이다. 일반적으로 유전 법칙에 기초한 방법이기 때문에 여러 가지 유전적 용어가 사용되는데 그 중에서 재생산(reproduction), 교배(crossover), 돌연변이(mutation)가 기본연산자로 사용되며 이것을 이용하여 높은 적합도(fitness)를 유지할 수 있는 염색체를 만들어 내고 그 모집단 전체의 적합도 값을 향상시켜 나간다. 이러한 과정을 정해진 세대 수 만큼 반복하여 가장 높은 적합도 값을 가지는 염색체가 최적해 또는 허용 가능한 해로서 구해진다. 이처럼 세대를 반복하면서 우수한 형질의 염색체들끼리 유전자 교환을 통해 개체 번식을 하게 되므로 결국 주어진 범위내에서 최적해에 도달할 수 있는 확률이 매우 높은 최적화 방법이다. 이제 유전 알고리즘을 이용한 고정 차수의 H_2/H_∞ 혼합 제어를 두 가지 방법으로 설계하여 보자.

1. Youla 제어를 이용한 설계법

잘 알려진 바와 같이 (7)의 제어기 $C(s)$ 에 Youla 제어를 사용하면 전달 행렬 $T_{z_0w_0}, T_{zw}$ 는 다음과 같은 표준형으로 표시된다[8].

$$T_{z_0w_0} = T_{00}(s) - T_{01}(s)Q(s)T_{02}(s) \quad (9)$$

$$T_{zw} = T_{10}(s) - T_{11}(s)Q(s)T_{12}(s) \quad (10)$$

여기서 $T_{ij}(s), i = 0, 1, j = 0, 1, 2$ 는 안정하며, $Q(s)$ 는 Youla 제어기의 안정한 임의의 매개변수이다. 이 때 제어기 $C(s)$ 의 차수(McMillan degree)는 플랜트 $P(s)$ 의 차수와 $Q(s)$ 의 차수의 합이 된다는 것은 잘 알려져 있다. 따라서 Youla 제어기 사용시, 고정 차수 제어를 구하는 문제는 다음 조건을 만족하는 문제로 전환된다.

- b. i) $Q(s)$ 는 안정하고 고정 차수이다.
- b. ii) $\|T_{00} - T_{01}Q T_{02}\|_\infty < \gamma$ 을 만족한다.
- b. iii) 위의 조건하에서 $\|T_{10} - T_{11}Q T_{12}\|_2$ 를 최소화시키는 Q 를 찾는다.

(9), (10)에서 자유 매개 변수 $Q(s)$ 의 상태공간 계수가

$$Q(s) = H_q(sI - F_q)^{-1}G_q \quad (11)$$

로 주어질 때 $T_{z_0w_0}$ 와 T_{zw} 의 상태공간 계수는 다음과 같이 된다[10].

$$T_{zw}(s) = \left[\begin{array}{c|c} F_L & G_{L2} \\ \hline H_{L2} & 0 \end{array} \right] \quad (12)$$

$$T_{z_0w_0}(s) = \left[\begin{array}{c|c} F_L & G_{L\infty} \\ \hline H_{L\infty} & J_0 \end{array} \right] \quad (13)$$

$$F_L = \begin{bmatrix} F - G_2K_1 & -G_2R_1^{-1/2}H_q & K_2H_2 \\ 0 & F_q & G_qR_2^{-1/2}H_2 \\ 0 & 0 & F - K_2H_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$G_{L2} = \begin{bmatrix} K_2J_{21} \\ G_qR_2^{-1/2}J_{21} \\ G_1 - K_2J_{21} \end{bmatrix}, G_{L\infty} = \begin{bmatrix} K_2J_{20} \\ G_qR_2^{-1/2}J_{20} \\ G_0 - K_2J_{20} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$H_{L2} = [H_1 - J_{12}K_1 \quad -J_{12}R_1^{-1/2}H_q \quad H_1] \quad (16)$$

$$H_{L\infty} = [H_0 - J_{02}K_1 \quad -J_{02}R_1^{-1/2}H_q \quad H_0] \quad (17)$$

$$R_1 = J_{12}^T J_{12}, R_2 = J_{21} J_{21}^T \quad (18)$$

(14)에서 행렬 K_1, K_2 는 각기 $F - G_2K_1$ 과 $F - K_2H_2$ 를 안정하게 하는 임의의 행렬이다. 이제 H_2/H_∞ 혼합 제어를 설계하는 과정은 $Q(s)$ 를 변화시키며 (12)의 T_{zw} 의 2-노움과 (13)의 $T_{z_0w_0}$ 의 ∞ -노움을 관찰하면서 조건 b)를 만족시키는 Q 를 유전 알고리즘을 통하여 찾는 것이다 (본 연구에서 취한 K_1, K_2 값은 특정한 대수 리카티 방정식으로부터 얻은 값을 사용하였는데 이 경우 $Q=0$ 일 때 최적 H_2 제어가 되며, 또한 $Q \neq 0$ 인 준 최적 H_2 제어

기의 $\|T_{zw}\|_2^2$ 의 증가분이 바로 $\|Q\|_2^2$ 가 된다. 이러한 결과는 2-노음의 계산을 매우 간략화시키는 효과가 있으나 논문의 내용 전개에는 크게 영향을 미치지 않으므로 구체적인 내용은 적지 않기로 한다. (자세한 내용은 [10]을 참조하기 바란다).

제어기의 매개변수 부분인 $Q(s)$ 의 상태공간 행렬 F_q, G_q, H_q 의 형태는 (19), (20)과 같이 설정하였다. 여기서 F_q 는 증근도까지 동시에 고려할 수 있는 Jordan 표준 형태를 취했으며, 탐색 범위도 음의 구간으로 제한하여 페루프 시스템의 안정화 조건이 항상 만족되도록 하였다.

$$F_q = \begin{bmatrix} f_1 & c & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & f_2 & c & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & f_{n-1} & c \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & f_n \end{bmatrix} \quad (19)$$

여기서 $f_1, f_2, \dots, f_n < 0$ 인 임의의 상수, c 는 0 또는 1

$$G_q = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & \dots & g_{1m} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & \dots & g_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{(n-1)1} & \dots & \dots & \dots & g_{(n-1)m} \\ g_{n1} & \dots & \dots & \dots & g_{nm} \end{bmatrix}$$

$$H_q = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & \dots & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & \dots & h_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{(r-1)1} & \dots & \dots & \dots & h_{(r-1)n} \\ h_{r1} & \dots & \dots & \dots & h_{rn} \end{bmatrix} \quad (20)$$

행렬 F_q 의 형태는 탐색의 범위와 속도를 결정짓는 중요한 요소이다. 실제 연구에서는 (19)의 형태외에도 f_i 에 복소수 값을 허용하는 형태, modal 표준 형태[11]등을 시도하였으나 그 결과는 크게 다르지 않았고 따라서 본 논문에서는 (19)의 형태만 제시하였다. Youla 제어를 이용하는 경우의 탐색 결과는 행렬 F_q 의 형태보다는 Youla 제어기가 가지고 있는 고유 구조가 더 큰 영향을 미치는 것으로 판단되는데 이에 대한 자세한 분석은 IV장의 적용 예에서 다루었다.

유전 알고리즘 적용에 필요한 염색체를 형성하는 변수들은 (19), (20)과 같으며 이들은 2진수의 정해진 다음의 비트 수로 나열된다.

$$S_q = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n \ g_{11} \ g_{12} \ \dots \ g_{nm} \ h_{11} \ h_{12} \ \dots \ h_{rn}] \quad (21)$$

위와 같이 염색체들을 일정한 개수로 만들어 제1세대로서 모집단을 형성하고 이를 (22)와 같은 적합도 함수로 평가하여 그 값이 높은 것은 다음 세대에서 반영될 수 있도록 하였다[12][13]. 이러한 과정을 미리 설정된 세대수만큼 수행한 후 가장 높은 적합도 값을 가지는 (21)의 염색체가 F_q, G_q, H_q 를 구성하는 인자가 된다.

$$Fitness = -W * |주어지는 H_\infty \ 제한값 - \|T_{z_0 w_0}\|_\infty| - \|T_{zw}\|_2 \quad (22)$$

여기서 W 는 가중치인데 주어진 H_∞ 노음의 제한 값에 따라 조정해야 하며, 시뮬레이션 결과 그림 2의 γ 에 가까워질수록 가중치를 증가시켜야만 제한 조건이 만족되는 것을 알 수 있었다. 하지만 가중치가 증가할수록 H_2 노음 값이 커지므로 제한 조건 γ 를 만족하면서 최소의 H_2 노음 값을 제공하는 가중치를 선정하는 것이 중요하다. 또한, 탐색 구간을 과도하게 넓게 잡으면 제어기 계수 값이 커질 경우 고주파 잡음 응답이 증가할 수 있고 탐색 시간도 많이 소요되어 해의 수렴 속도도 느려진다. 그러므로 탐색 결과가 만족스럽지 못할 경우 탐색 범위를 확장해나가는 방법을 이용하였다.

2. 일반 형태의 제어기를 이용한 상태공간 계수 직접 탐색 접근법

그림 1의 모델에서 H_2 와 H_∞ 문제와 관련되는 상태공간 모델은 다음과 같이 각각 쓸 수 있다.

$$P_2(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & G_1 & G_2 \\ H_1 & J_{11} & J_{12} \\ H_2 & J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$P_\infty(s) = \begin{bmatrix} P_{00}(s) & P_{02}(s) \\ P_{20}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & G_0 & G_2 \\ H_0 & J_{00} & J_{02} \\ H_2 & J_{20} & J_{22} \end{bmatrix} \quad (24)$$

또한, 제어기의 상태공간 모델이

$$C(s) = \begin{bmatrix} F_C & G_C \\ H_C & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

로 주어진다면 전달 행렬

$$T_{zw}(s) = P_{11} + P_{12}C(I - P_{22}C)^{-1}P_{21} \quad (26)$$

$$T_{z_0 w_0}(s) = P_{00} + P_{02}C(I - P_{22}C)^{-1}P_{20} \quad (27)$$

의 상태공간 모델은 다음과 같다.

$$T_{z_0 w_0} = \begin{bmatrix} F & G_2 H_C & G_0 \\ G_C H_2 & F_C & G_C J_{20} \\ H_1 & J_{02} H_C & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_{zw} = \left[\begin{array}{c|cc} F & G_2 H_C & G_0 \\ \hline G_C H_2 & F_C & G_C J_{21} \\ \hline H_1 & J_{12} H_C & 0 \end{array} \right] \quad (28)$$

이 때 주어진 전달 행렬의 제한 조건인 $\|T_{z_0 w_0}\|_\infty$ 값을 만족하면서 $\|T_{zw}\|_2$ 값을 최소화시키는 제어기의 상태공간 계수를 구하는 것이 H_2/H_∞ 혼합 제어기 설계 문제이다.

제어기 상태공간 계수를 효과적으로 탐색하기 위해서 우리가 사용하는 제어기의 F_C 행렬의 형태는 다음과 같이 수정된 Jordan 표준형[14]으로 잡는다. 이러한 형태의 장점은 변수의 개수를 줄이면서도 실 극점 및 복소 극점까지 고려할 수 있다는 것이다.

$$F_C = \begin{bmatrix} f_1 & f_{n+1} & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -f_{n+1} & f_2 & f_{n+2} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & -f_{n+2} & f_3 & f_{n+3} & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & f_{n-1} & f_{2n-1} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & -f_{2n-1} & f_n \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$G_C = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & \dots & g_{1m} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & \dots & g_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{(n-1)1} & \dots & \dots & \dots & g_{(n-1)m} \\ g_{n1} & \dots & \dots & \dots & g_{nm} \end{bmatrix}, \quad (30)$$

$$H_C = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & \dots & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & \dots & h_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{(r-1)1} & \dots & \dots & \dots & h_{(r-1)n} \\ h_{r1} & \dots & \dots & \dots & h_{rn} \end{bmatrix}$$

또한, 염색체를 형성하는 (29), (30)의 변수들은 (31)과 같이 2진수의 정해진 비트 수로 나열된다.

$$S_C = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_{2n-1} \ g_{11} \ g_{12} \ \dots \ g_{nm} \ h_{11} \ h_{12} \ \dots \ h_{rn}] \quad (31)$$

위와 같이 염색체들을 구성하여 제1세대로서의 모집단을 형성하고 이를 (32)와 같은 적합도 함수로 평가하여 그 값이 높은 것은 다음 세대에서 선택될 수 있도록 하였다. 이러한 과정을 미리 설정된 세대수만큼 수행하여 전체 세대를 통하여 수행하여 가장 높은 적합도 값을 가질 때 (31)의 염색체를 구성하는 인자가 제어기의 상태공간 행렬 F_C, G_C, H_C 로 선택된다.

$$Fitness = -W * \text{주어지는 } H_\infty \text{ 제한값} - \|T_{z_0 w_0}\|_\infty - \|T_{zw}\|_2 - P \quad (32)$$

단, 여기서 W 는 가중치로서 주어지는 H_∞ 제한값을 만족시키기 위하여 여러 번의 시행을 거쳐 적절한 결과를 나타내는 값으로 선택되며 H_∞ 제한값이 작아질수록 그 값을 만족시키기가 어려우므로 가중치 값을 증가시켜 그 제한값을 만족시킬 수 있도록 하였다. 그리고 P 는 벌점(Penalty)값으로서 $T_{z_0 w_0}, T_{zw}$ 가 내부적으로 안정하면 0, 그렇지 않으면 P 값을 가진다.

이와 같이 주어진 α^* 와 γ^* 가 상충(trade-off)관계인 경우, 여러 번의 시뮬레이션 결과를 통하여 주어진 γ^* 값을 만족하는 것보다 α^* 값을 최소화하는 것이 더 어렵다는 성질을 알 수 있었다. 따라서 일반 형태의 제어기를 이용하여 H_2/H_∞ 혼합 제어기를 설계하는 경우에는 다음과 같은 과정을 통하여 탐색하는 것이 효과적임을 알 수 있었다.

① 주어진 고정 차수의 제어기 상태공간 계수를 구성하는 초기값 집단을 구하기 위하여 Youla 매개변수화된 고정 차수 제어기를 이용하여 주어진 γ^* 값에 관계없이 α^* 값을 최소화하는 제어기 상태공간 계수를 구한다.

② ①에서 구한 Youla 매개변수화된 고정 차수 제어기의 상태공간 계수를 고정 차수의 modal 표준형으로 변환시키고[11] 이를 다시 Jordan 표준형으로 대입하여 제어기 상태공간 계수를 구한다.

③ ②에서 구한 일반 형태의 제어기 상태공간 계수를 유전 알고리즘의 초기값으로 하여 γ 값을 만족하고 (32)의 값을 최대화시키는 과정을 정해진 세대수만큼 반복 수행한다.

④ 세대가 증가되면서 적합도 값이 개선될 때에는 초기에 설정된 탐색 구간을 점차적으로 축소하여 결과적으로 최적 값이 존재할 수 있는 구간까지 축소해 나감으로써 결국 원하는 결과 값에 수렴될 수 있게 한다.

특히 ①번 과정의 초기값 집단을 선정하기 위해 Youla 제어기를 이용하는 이유는 여러 번의 시행 결과 근접한 최적 H_2 제어기를 구성하는 염색체들을 초기값 집단으로 선정하면 임의의 초기값 집단을 이용하는 경우보다 탐색 시간이 줄어들고 H_∞ 제한 조건을 만족하면서도 H_2 노음값의 증가는 크지 않은 양상을 볼 수 있었기 때문이다.

다음 장에서는 III장에서 개발된 유전 알고리즘 기법을 H_2/H_∞ 제어 문제에 적용시키는 상세한 예제를 제시하였다.

IV. 적용예

먼저 유전 알고리즘을 이용한 H_2/H_∞ 혼합 제어기 설계를 위해 발전기 제어 문제에서 생기는 다음과 같은 상태공간 모델을 갖는 시스템을 고려하자[15].

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -0.11 & -0.12 & 0 \\ 376.99 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.19 & -0.42 & -27.42 \\ 0 & -7.31 & 20.84 & -50 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$G_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, G_1 = \begin{bmatrix} 0.15 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 27.42 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$H_0 = [1 \ 0 \ 0 \ 0], H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, H_2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (35)$$

$$J_{00} = 0, J_{02} = 0, J_{20} = 1, J_{22} = 0$$

$$J_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, J_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, J_{21} = [0 \ 1] \quad (36)$$

이 시스템에 대해 최적 H_2 제어를 적용할 경우 α 값, 이 때 대응되는 $\bar{\gamma}$ 값, 최적 H_∞ 제어를 적용할 경우 χ 값은 각각 다음과 같다.

$$\alpha = 12.2188, \bar{\gamma} = 4.1243, \chi = 0.8359 \quad (37)$$

이제 γ^* 값이 주어졌을 때 이 값을 만족하는 최소 H_2 노음 값인 α^* 가 되게 하는 매개변수 $Q(s)$ 의 상태공간 계수 F_q, G_q, H_q 와 제어기 $C(s)$ 의 상태공간 계수 F_C, G_C, H_C 를 유전 알고리즘을 통해 탐색한 결과는 표 1과 같다.

여기서 사용되는 유전 연산자와 탐색을 위한 조건들은 여러 번의 조정을 거쳐 다음과 같이 설정되었으며 특히 재생산시의 선택 기법으로는 룰렛 휠(roulette wheel) 방법을 채택하였다. 시뮬레이션은 MATLAB의 GA toolbox[16]를 이용하여 세대 수를 평균 5회 반복하여 탐색을 실시하였다.

- 모집단의 수:100, 세대 수:100,
교배 확률:0.3, 돌연변이 확률:0.03
- 각 변수의 탐색 구간
(Youla 매개변수 접근법인 경우)
 - $500 \leq F_q \leq -0.1,$
 - $250 \leq G_q \leq 250,$
 - $250 \leq H_q \leq 250$
- 각 변수의 탐색 구간(일반 제어기 형태인 경우)
 - $250 \leq F_C \leq 250,$
 - $250 \leq G_C \leq 250,$
 - $250 \leq H_C \leq 250$
- 각 변수의 비트 수 : 16 비트
- 탐색시 정밀도

$$\frac{\text{탐색구간의 상한} - \text{탐색구간의 하한}}{2^{\text{비트수}}}$$

$$= \frac{500}{2^{16}} = 0.007629$$

Walker[8]가 제시한 비선형 프로그래밍 방법인 경사도 기법은 MATLAB의 MXTOLS[17]를 이용하여 구했으며 이를 본 논문의 연구 결과인 일반 형태의 제어를 이용한 탐색 결과와 비교하였을 때 γ 가 1.5까지는 거의 같

게 나타나고 있음을 알 수 있다.

표 1. 경사도 기법과 유전 알고리즘의 결과 비교.
Table 1. Comparison of the results between gradient method and genetic algorithm.

제한 조건	경사도 방법		유전 알고리즘을 이용한 방법					
	γ^* 값	α^* 값	Youla 매개변수화된 제어기			일반 형태의 제어기		
			γ^* 값 결과치	$Q(S)$ 의 차수	α^* 값	γ^* 값 결과치	$C(S)$ 의 차수	α^* 값
4.0	4.0	12.22	4.0000	1	14.0110	4.0000	4	12.2310
			4.0002	2	13.9527	4.0000	5	12.2279
			4.0000	3	12.9227	4.0000	6	12.2256
			4.0000	4	12.7641	4.0000	7	12.2255
3.5	3.5	12.31	3.4999	1	22.4446	3.5000	4	12.3325
			3.5000	2	19.8213	3.4996	5	12.3263
			3.5021	3	15.8994	3.5000	6	12.3246
			3.4999	4	14.8536	3.5000	7	12.3169
3.0	3.0	12.6	3.0000	1	43.2036	3.0000	4	12.6871
			2.9999	2	27.4680	2.9999	5	12.6697
			3.0000	3	18.7509	3.0000	6	12.6435
			2.9999	4	18.4830	3.0000	7	12.6333
2.5	2.5	13.43	2.6974	1	98.1124	2.5000	4	15.0598
			2.5033	2	29.4681	2.5000	5	13.8703
			2.5000	3	23.2534	2.5000	6	13.6477
			2.5001	4	23.2206	2.5001	7	13.5000
2.0	2.011	16.18	N/A	1	N/A	2.0000	4	18.1235
			2.0153	2	38.5511	1.9943	5	19.1158
			2.0076	3	28.0567	1.9999	6	16.4810
			2.0032	4	28.0096	1.9998	7	16.2938
1.5	1.508	28.45	N/A	1	N/A	2.0004	8	16.2789
			1.5015	2	48.1945	1.5015	4	29.1863
			1.7000	3	39.2469	1.5074	5	29.1394
			1.7296	4	38.0900	1.5005	6	29.0370
1.0	1.39	48.81	1.7117	4	38.0900	1.5019	7	29.0294
			N/A	1	N/A	1.1763	4	137.0683
			1.6756	2	52.9570	1.1770	5	132.7861
			1.6059	3	121.0780	1.1776	6	131.6823
1.0	1.39	48.81	1.6095	4	115.4263	1.1543	7	176.9780
			N/A	1	N/A	1.1563	8	174.5610

여기서 $\|T_{z_0 u_0}\|_\infty = \gamma^*, \|T_{zw}\|_2 = \alpha^*$

※ N/A : Not Available

표 1의 결과에서 Youla 매개변수화된 제어기를 이용하는 경우 다른 두 가지 탐색 방법에 비하여 현격한 차이를 보이는데, 그 원인을 분석해 보기 위해 본 논문의 적용에

에서 다루는 시스템에 대해서 그림 4의 Youla 매개변수화된 제어를 비교해보자.

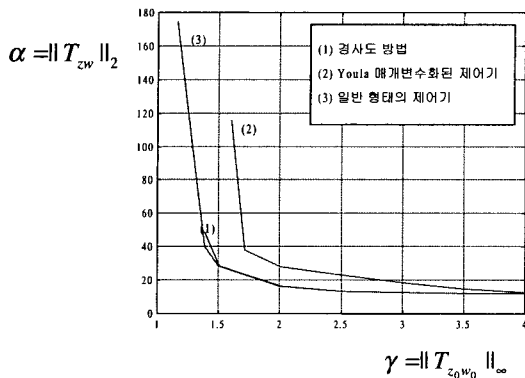


그림 3. 3가지 탐색 방법의 결과 비교.
Fig. 3. Comparison of the results in 3-search method cases.

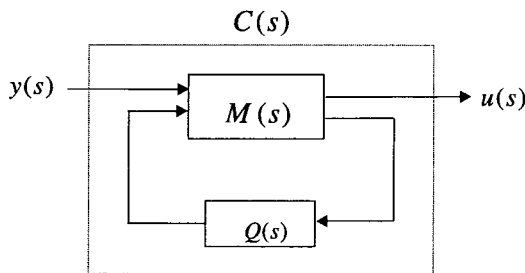


그림 4. Youla 매개변수화된 제어기.
Fig. 4. The Youla parametrized controller.

먼저 그림 4에서 제어기 C(s)와 매개변수 부분인 Q(s) 사이에는 LFT(Linear Fractional Transform)의 관계가 있고 이를 수식으로 나타내면

$$C(s) = M_{11} + M_{12} Q (I - M_{22} Q)^{-1} M_{21} \quad (38)$$

이 되고 이를 다시 homographic 변환을 이용하여 나타내면

$$C(s) = \frac{V(s) \square Q(s)}{\triangle (V_{11} Q + V_{12}) (V_{21} Q + V_{22})^{-1}} \quad (39)$$

으로 표시되므로 결국

$$Q(s) = V(s)^{-1} \square C(s) \quad (40)$$

이 됨을 알 수 있다. (12), (13)에서 사용된 상태공간 변수를 사용하면 V⁻¹의 상태공간 변수는 다음과 같게 된다 [18].

$$V(s)^{-1} = \left[\begin{array}{c|cc} F - G_2 K_1 & G_2 & K_2 \\ \hline K_1 & I & 0 \\ -H_2 & 0 & I \end{array} \right] \quad (41)$$

따라서 플랜트 C(s)가 주어지면 (40)과 (41)을 이용하여 대응되는 Q(s)를 구할 수 있다. 본 논문의 적용 예에서 주어진 4차 플랜트에 대해 아래와 같은 5차의 안정화 제어기 C(s)가 주어졌을 때 이에 해당되는 그림 4의 Q(s)를 구해보았다.

$$C(s) = \left[\begin{array}{ccccc|c} -1.2654 & 9.2754 & 0 & 0 & 0 & 2.2227 \\ -9.2754 & -32.9050 & -0.4703 & 0 & 0 & -0.7384 \\ 0 & 0.4703 & -2.3081 & 5.7770 & 0 & -1.9190 \\ 0 & 0 & -5.7770 & -0.4284 & 4.4680 & 3.1581 \\ 0 & 0 & 0 & -4.4680 & -2.9226 & -3.0623 \\ \hline 1.2457 & 4.1465 & -1.9582 & 5.7235 & 2.4701 & 0 \end{array} \right] \quad (42)$$

(40)을 이용하여 그림 4의 제어기에서 Youla 매개변수화 부분인 Q(s)의 영점과 극점을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{영점} : & -31.0160, -4.2697, -23.0850 \pm j 2.4076, \\ & 7.5470 \pm j 8.3363, -0.8073 \pm j 6.2704 \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \text{극점} : & -31.0140, -29.8420, -20.6460, -4.2770, \\ & -2.7186, -0.4612 \pm j 7.5767, -0.4148 \pm j 6.9542 \end{aligned} \quad (44)$$

이 경우 영점, 극점 상쇄가 일어나지 않았기 때문에 Q(s)의 극점은 9개 즉, 9차의 Q(s)가 나오게 된다. 이와 같이 일반 형태의 제어기 C(s)가 5차로 주어질 때, 그림 4와 같은 구조의 제어기로 표현할 경우, 플랜트가 4차이므로 Youla 매개변수화 부분인 Q(s)는 1차로 나타날 것으로 예상됐지만 실제 결과는 위와 같이 Q(s)가 9차인 결과가 나왔다. 이는 1차의 Q(s)로는 그림 4의 일반 제어기 형태에 대응되는 5차의 모든 제어기를 1:1 대응하여 구현할 수 없다는 것을 의미한다. 즉, 일반 형태의 제어기가 Youla 매개변수화된 제어기에 비해 같은 차수의 제어기로 탐색할 수 있는 해의 공간이 넓다는 것을 보여주는 것이다.

V. 검토 및 결론

표 1에서 보는 바와 같이 제한 조건으로 H_∞ 노음 값인 γ*가 주어질 때, 이에 대응되는 최소 H₂ 노음 값인 α*의 결과를 보면 일반 형태의 제어기가 Youla 매개변수화된 제어기에 비해 더 작은 H₂ 노음 값을 나타내는 것을 볼 수 있으며 다음과 같은 Youla 제어기와 일반 형태의 제어기에 대한 특징으로 설명될 수 있다.

Youla 제어기는 매개변수 부분만 안정화 조건이 만족되도록 취해지면 항상 전체 폐루프 시스템의 안정도가 보장되고 또한, 변수들의 수가 일반 형태의 제어기보다 적기 때문에 탐색 속도가 빠르다는 장점이 있으나 일반 형태의 제어기보다 동차의 제어기로 탐색할 수 있는 해의 공간이 좁기 때문에 결국 구하고자 하는 전역 최적점이 아닌 국부 최적점으로 수렴할 가능성이 높다는 단점이 있다. 이에 반하여 일반 형태의 제어기는 Youla 제어기에 비해 조

정가능한 제어기의 변수가 많아 동차의 제어기로 탐색할 수 있는 해의 공간이 넓으므로 구하고자 하는 전역 최적점에 수렴할 가능성이 높다는 장점이 있지만 전체 페루프 시스템의 안정도가 보장되지 않은 상태에서 임의의 제어기를 초기값으로 이용하게 되므로 안정도를 보장하는 제어기를 탐색하는데 시간이 다소 걸린다는 단점이 있다. 따라서 Youla 제어기로 찾은 우수한 유전 인자를 초기 집단으로 선정해주면 제어기 성능도 만족하면서 동시에 탐색 시간도 줄어 들 수 있음을 확인할 수 있었다.

본 논문에서 제시된 알고리즘의 주된 내용은 제어기를 구하는 과정에서 수렴 속도의 개선을 위해 Youla 제어기를 이용하고 동시에 성능 개선을 위해 일반 형태의 제어기를 도입한 것이다. 따라서 최종적인 제어기 형태로서 일반 형태의 제어기 구조를 유전 알고리즘에 적용하는 것이 유리하며, Youla 제어기를 이용한 Chen[6]과 Sznaiier[7] 방식으로 고정 차수 제어기를 구하는 것은 성능에 제한이 있을 것으로 예측된다. 또한, 기존의 탐색 방법인 경사도 기법에 있어서는 주어진 제한 조건인 γ^* 가 4.0 ~ 2.5까지는 그 값을 만족하지만 2.0이하부터는 탐색 조건을 완화시켜야지만 주어진 γ^* 값을 근사적으로 따라가며, 경사도가 급격히 증가하기 시작하는 부분에서는 탐색 조건을 완화하여도 결과 값을 구하지 못함을 알 수 있었다. 특히 유전 알고리즘과 비교해 볼 때 주어진 γ^* 값이 1.0에서는 경사도 방법이 더 많은 차이를 나타내고 있다. 이러한 점을 볼 때 그림 3의 $\alpha - \gamma$ 곡선에 있어서 경사도 방법과 유전 알고리즘이 거의 비슷한 결과를 보여주다가 α 에 가까워지는 무릎(knee) 지점의 γ^* 값에 대해서는 경사도 방법보다 유전 알고리즘이 보다 나은 결과를 보여주어 개선의 여지가 많다는 점을 알 수 있었다. 또한, 유전 알고리즘 적용시 제어기의 차수가 증가함에 따라 탐색 영역이 넓어져 H_2 노름 값이 점진적으로 감소되는 것도 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] D. C. Youla, H. A. Jabr, and J. J. Bongiorno, "Modern wiener-hopf design of optimal controllers, part II: the multivariable case", *IEEE Trans. Auto. Control*, AC-21:319-338, 1976.
- [2] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, and B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems", *IEEE Trans. on Auto. Control*, AC-34(8): 831-847, August 1989.
- [3] D. S. Bernstein and W. H. Haddad, "LQG control with an H_∞ performance bound : a riccati equation approach", *IEEE Trans. Auto. Control*, AC-34(3):293-305, March 1989.
- [4] P. P. Khargonekar and M. A. Rotea, "Mixed H_2/H_∞ control : a convex optimization approach", *IEEE Trans. Auto. Control*, AC-36 (7): 824-837, July, 1991.
- [5] D. B. Ridgely, C. P. Mracek, and L. Valavani, "Numerical solution of the general mixed H_2/H_∞ optimization problem", *In Proc. of the American Control Conference*, pp. 1353- 1357, Chicago IL, June, 1992.
- [6] X. Chen and J. T. Wen, "A linear matrix inequality approach to the general mixed H_2/H_∞ control problem", *Proc. of the American Control Conference Seattle*, pp. 1443 -1447, Washington, June, 1995.
- [7] M. Sznaiier, H. Rotstein, and J. Bu, "An exact solution to continuous-time mixed H_2/H_∞ control problems", *Proc. of the American Control Conference Albuquerque*, pp. 3500-3504, New Mexico, June 1997.
- [8] D. E. Walker, " H_2 optimal control with H_∞ , μ and L_1 constraints", *Ph. D. thesis, Air Force Institute of Technology*, WPAFB, OH, June, 1994.
- [9] 조용석, "표준 모델의 2자유도 위너-호프 제어기 설계에 관한 연구", 공학박사학위 논문, 성균관대학교, 1997.
- [10] 박기현, " H_∞ 제한 조건을 갖는 2자유도 H_2 제어기 설계", 핵심 전문 연구 과제 보고서, 한국 과학 재단, 1999.
- [11] Andrew Grace, Alan J. Laub, John N. Little, and Clay M. Thompson, "Control system toolbox", The MathWorks, Inc., 1992.
- [12] Zbigniew Michalewicz, "Genetic algorithms + data structures = evolution programs", Springer- Verlag, 1995.
- [13] Mitsuo Gen and Runwei Cheng, "Genetic algorithms and engineering design", John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [14] Peter S. Maybeck, "Stochastic models, estimation, and control, volume 1", Academy Press, 1979.
- [15] 박기현, " H_2/H_∞ 제어 기법을 이용한 전력 계통 안정기 설계에 관한 연구", 기초 전력 공학 공동 연구소, 1995.
- [16] Andrew F. Potvin, "Genetic algorithm toolbox", The MathWorks, Inc., 1994.
- [17] David R. Jacques, Robert A. Canfield and D. Brett Ridgely, "Mixed norm toolbox", The MathWorks, Inc., 1995.
- [18] 박기현, 조용석, "상태공간 모델을 이용한 실유계 함수의 보간 알고리즘 계산법", 대한전기학회, vol. 44, no. 7, pp. 934-939, Jul. 1995.

**이 종 성**

1967년 11월 24일생. 1990년 성균관대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1996), 동대학 박사수료(1999). 1998년~현재 성균관대학교 강사. 관심분야는 LMI 최적화 및 지능 제어.

**강 기 원**

1968년 7월 29일생. 1992년 성균관대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1996), 동대학 박사수료(1999). 1998년~현재 성균관대학교 강사. 관심분야는 선형 행렬 부등식 이론, 강인 제어 이론 및 응용.

**박 기 현**

1955년 7월 5일생. 1978년 서울대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1980), Polytechnic Univ. 박사(1987), 1990년~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수. 관심분야는 최적 제어 및 강인 제어, LMI 최적화, 시스템 식별, CAN을 이용한 시스템 제어.