

강인한 성능을 가지는 최적 PD 제어 시스템 설계

A Design on Optimal PD Control System That Has the Robust Performance

김 동 완, 황 현 준

(Dong-Wan Kim and Hyun-Joon Hwang)

Abstract : In this paper, we design the optimal PD control system which has the robust performance. This PD control system is designed by applying genetic algorithm (GA) to the determination of proportional gain KP and derivative gain KD that are given by PD servo controller, to make the output of plant follow the output of reference model optimally. These proportional and derivative gains are simultaneously optimized in the search domain guaranteeing the robust performance of system. And, this PD control system is compared with μ -synthesis control system for the robust performance. The PD control system designed by the proposed method has not only the robust performance but also the better command tracking performance than that of the μ -synthesis control system. The effectiveness of this control system is verified by computer simulation.

Keywords: optimal PD control system, robust performance, genetic algorithm (GA), μ -synthesis control system

I. 서론

지금까지 강인한 제어는 불확실성에도 불구하고 시스템의 안정성을 보장하도록 제어기를 설계하는 강인한 안정성[1] 문제를 주로 다루어 왔다. 1980년대 초반 G. Zames[2]에 의해 개발된 H_∞ 제어이론은 비구조적 불확실성[1]에 대한 강인한 안정성 문제를 주파수 영역에서 해석하였고 1988년 K. Glover와 J. C. Doyle[3]은 상태 공간에서 두개의 대수 리카티 방정식(algebraic Riccati equation)을 풀어 H_∞ 노름(norm)을 최소화하는 강인한 안정성 문제의 해를 제시하였다. 그러나 최근에는 강인한 안정성뿐만 아니라 실제 시스템의 적용측면에서 강인한 성능(robust performance)[4] 문제가 제기되고 있으며 이것은 루프형상방법에 기초한 기존의 H_∞ 제어이론으로는 해결이 곤란하다. 1982년 J. C. Doyle 등[5]은 구조적 특이치를 제안하여 구조적 불확실성[4]에 대한 강인한 성능 문제를 다루는 μ -합성법(μ -synthesis)을 소개하였고 1988년 D. A. Milich 등[6]은 개선된 D-K 반복법(D-K iteration)을 통하여 강인한 성능 문제의 해를 구하였다.

1970년대 초반 J. Holland에 의해 제시된 유전 알고리즘(genetic algorithm)[7]은 자연계에 존재하는 적자생존의 원리를 이용하여 적합도(fitness)가 큰 문자열을 다음 세대에 복제함으로써 진역해를 찾아가는 최적화 기법중의 하나이다. 유전 알고리즘은 기존의 최적화 이론들과는 근본적으로 다른 중요한 특징들을 가지고 있다. 특히 다수의 변수들을 하나의 문자열로 부호화(coding)함으로써 병렬연산 및 동시최적화가 가능하다. 따라서 최근 공

학적인 분야를 중심으로 많은 적용사례들[8]-[10]이 발표되고 있다.

PID 제어기는 구조가 간단하여 구현하기가 쉬우며 광범위한 프로세서에 대해서도 동작이 안정하여 제어성능을 효율적으로 유지할 수 있으므로 아직까지 산업현장에서 폭넓게 사용되고 있다. 그러나 PID 제어기를 이용하여 플랜트가 원하는 응답을 출력하기 위해서는 플랜트의 동특성 변화에 따라 제어기의 계수를 조정하는 과정이 필요하다. 한편 최근까지 안정도 여유 등을 고려하여 최적의 PID 제어기를 설계하는 다수의 방법들[11]-[13]이 발표되었으나 대부분이 복잡한 수학적 해석 및 최적화의 과정을 필요로 하므로 실제 적용할 때 어려움이 있으며 더구나 강인한 성능을 보장하는 PID 제어기의 설계에 관한 연구는 아직까지 활발하지 않은 상태이다.

한편 1995년 B. S. Chen과 Y. M. Cheng 등[14]은 유전 알고리즘과 혼합 H_2/H_∞ (mixed H_2/H_∞) 제어이론을 사용하여 강인한 PID 제어기를 설계하는 방법을 제시하였으며 또한 1996년 A. H. Jones과 N. Ajlouni 등[15]은 미리 설정된 이득 여유 및 위상 여유값을 보장하기 위해 유전 알고리즘을 사용하여 PID 제어기의 이득을 조정함으로써 강인한 제어 시스템을 설계하였다. 그리고 1997년 Y. Qm과 S. S. Du[16]는 단상 PFC 컨버터(single-phase PFC converter)의 최적 디지털 PID 제어기의 설계에 유전 알고리즘을 적용하여 설계된 PID 제어기가 만족스러운 과도응답 특성과 강인한 안정성을 가짐을 시간영역에서의 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 그러나 이러한 유전 알고리즘을 이용한 대부분의 PID 제어기 설계 방법들은 역시 기존의 방법들과 마찬가지로 주로 시스템의 안정성을 보장하기 위한 것들이므로 따라서 불확실성에 대해 제어 시스템의 성능을 보장하는 강인한 성능을 가지는 PID 제어기의 설계에 관한 연구가 필요하다.

접수일자 : 1998. 2. 9., 수정완료 : 1999. 6. 14

김동완 : 동명대학 전기과

황현준 : 포항 1 대학 전기과

※ 본 논문은 98년도 동명대학 교내연구비 및 RA 연구비를 지원받아 연구하였습니다.

본 연구에서는 유전 알고리즘을 사용하여 복잡한 최적화의 과정이 없이 비례 이득 및 미분 이득을 동시에 최적화함으로써 시스템의 파라미터 변동에 대한 강인한 성능과 기준모델에 따른 최적의 명령추종성을 가지는 디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템을 설계한다. 이를 위해 제어 시스템의 강인한 성능을 보장하는 해집단내에서 기준모델의 출력을 최적으로 추종하도록 유전 알고리즘을 사용하여 PD 제어기의 비례 및 미분 이득을 동시에 최적화한다. 끝으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 설계된 디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템의 유용성을 확인한다.

II. 디젤엔진의 연료주입 제어 시스템

디젤엔진 제어 시스템은 다수의 센서들을 사용하여 엔진에 주입될 연료의 양을 계산하는 전자제어장치(electronic control unit : ECU) 부분과 피스톤에 의해 연소실로 분사, 주입되는 연료의 양을 직접적으로 제어하는 구동기 및 서보 제어기 등으로 구성된다. 따라서 일반적으로 디젤엔진의 연료주입 제어 시스템은 연소실로 주입되는 연료의 양을 직접적으로 제어하는 구동기와 서보 제어기로 되어있다.

주어진 시스템은 캠의 회전작용에 의해 피스톤이 이동하고 이에 따라 압축된 연료가 노즐을 통하여 엔진의 연소실로 고압분사되는 메카니즘을 가진다. 한편 피스톤에 존재하는 스펠포트(spill port)는 측정슬리브(metering sleeve)의 오른쪽 끝에서만 열리도록 되어 있다. 따라서 엔진에 주입될 연료의 양은 펄스신호의 크기(서보 제어기의 출력)에 따른 선형 솔레노이드(linear solenoid)의 자기장의 세기 및 이에 따라 동작하는 측정슬리브의 위치에 의해 결정된다. 여기서 측정슬리브의 현재 위치(서보 제어기의 입력)는 구동기내의 솔레노이드 위치센서에 의해 측정되며 스펠포트를 통하여 유출된 연료는 주입펌프속으로 복구하게 된다.

연료주입 제어 시스템의 문제점은 일반적으로 선형 솔레노이드의 히스테리시스(hysteresis) 현상과 연료속에서 수평왕복운동을 하는 측정슬리브의 동특성변화로 인해 발생한다. 펌프내부의 기계적 마찰로 인해 발생하는 히스테리시스 현상은 간단한 논리 제어기(logic controller) [17]에 의해 쉽게 보상되므로 본 연구에서는 이를 무시하기로 한다. 반면에 연료속에 잠겨서 동작하는 측정슬리브는 주위의 온도변화에 따른 연료의 점도변화에 직접적인 영향을 받는다.

본 연구에서는 H. Kuraoka와 N. Ohka 등[17]에 의해 제시된 연료주입 시스템의 적분요소 첨가형 선형 모델을 사용한다. 한편 주어진 선형모델은 의사 백색잡음(pseudo white noise) 및 기계적 변수법(instrumental variable method)[18]에 의한 시스템의 동특성 동정(dynamics identification)을 통하여 얻어진 것이며 또한 이렇게 얻어진 선형모델의 타당성은 참고문헌 [17]에서 실제 시스템과 주어진 선형모델과의 주파수 응답특성 비교를 통하여 이미 증명되었다. 온도변화에 따른 파라미터 변

동과 그에 따른 시스템의 모델링 오차를 해석하기 위해 제시된 3가지의 선형모델들은 각각 아래와 같다.

$$P_{00}(s) = \frac{-1.736 \times 10^{-2}s^2 + 4.939 \times 10^2s - 3.137 \times 10^5}{s^4 + 98.34s^3 + 9.223 \times 10^3s^2 + 8.771 \times 10^4s} \text{ at } 0^\circ\text{C} \tag{1}$$

$$P_{25}(s) = \frac{5.498s^2 + 4.007 \times 10^2s - 4.444 \times 10^5}{s^4 + 93.72s^3 + 9.520 \times 10^3s^2 + 1.214 \times 10^5s} \text{ at } 25^\circ\text{C} \tag{2}$$

$$P_{60}(s) = \frac{4.677s^2 - 2.859 \times 10^2s - 5.053 \times 10^5}{s^4 + 91.53s^3 + 1.008 \times 10^4s^2 + 1.762 \times 10^5s} \text{ at } 60^\circ\text{C} \tag{3}$$

또한 25°C에서의 선형모델 P₂₅(s)를 공칭 플랜트로 하여 P₀₀(s)와 P₆₀(s)에 대한 곱셈형 모델링 오차 E_{m00}(s)와 E_{m60}(s)를 구하면 각각 다음과 같다.

$$E_{m00}(s) = [P_{00}(s) - P_{25}(s)] \times P_{25}(s)^{-1} \tag{4}$$

$$E_{m60}(s) = [P_{60}(s) - P_{25}(s)] \times P_{25}(s)^{-1} \tag{5}$$

한편 실험적인 결과로부터 일반적으로 외란은 저주파수 영역에서 에너지를 가지는 것으로 알려져 있다[1]. 따라서 본 연구에서는 외란 d(s)를 다음과 같은 단위계단 외란으로 가정한다.

$$d(s) = \frac{1}{s} \tag{6}$$

따라서 디젤엔진의 연료주입 제어 시스템은 (4), (5)와 같은 온도변화에 따른 모델링 오차 및 (6)의 단위계단 외란을 고려하여 설계된다. 즉 이러한 모델링 오차 및 외란에 대해서도 시스템의 성능을 보장하는 강인한 서보 제어기가 필요하다.

III. 연료주입 μ-합성 제어 시스템의 설계

지금까지 강인한 제어는 주로 비구조적 불확실성에 대한 안정성 측면에서 다루어져 왔으나 최근에는 강인한 안정성뿐만 아니라 구조적 불확실성에 대한 강인한 성능이 요구되고 있다. 그러나 특이치와 루프형상방법에 기초한 기존의 제어이론으로는 강인한 성능 문제의 해결이 곤란하다. 따라서 μ-합성법은 구조적 특이치 μ를 도입하여 시스템에 대한 μ-해석을 행한 후 D-K 반복에 의해 H_∞ 제어이론과 μ-해석을 합성시킴으로써 강인한 성능 문제를 해결하도록 한 것이다.

공칭 성능(nominal performace)과 강인한 안정성을 얻기 위한 필요충분조건은 (7)과 (8)을 만족하는 것이다. 여기서 W1(s)와 W2(s)는 각각 감도함수 S(s)(≡ [I + P25(s)K(s)]-1)와 상보감도함수 T(s)(≡ [I + P25(s)K(s)]-1P25(s)K(s))에 대한 가중치 함수이다.

$$\| W_1(s)S(s) \|_\infty < 1 \tag{7}$$

$$\| W_2(s)T(s) \|_\infty < 1 \tag{8}$$

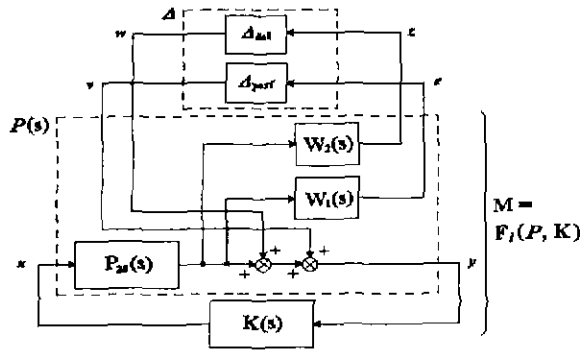


그림 1. 강인한 제어성능 문제.
Fig. 1. Robust control performance problem.

그런데 강인한 성능을 얻기 위해서는 불확실성을 포함하는 실제 플랜트에 대해서도 (7)이 성립해야 한다. 따라서 강인한 성능을 얻기 위한 필요충분조건식은 (9) [1]와 같다.

$$\| \frac{W_1(s)S}{1+W_2(s)T(s)} \|_{\infty} < 1 \text{ and } \| W_2(s)T(s) \|_{\infty} < 1(9)$$

그림 1은 가중치 함수를 포함하는 일반화 플랜트 P(s)와 피드백 제어기 K(s)로 구성된 선형분수변환(linear fractional transformation)식 F1(P, K)와 구조적 불확실성 Δ_{perf} 및 비구조적 불확실성 Δ_{del}에 의해 (9)의 강인한 제어성능 문제를 나타낸 것이다.

여기서 그림 1과 (10)으로 주어진 불확실성의 집합 Δ에 대하여 구조적 특이치 μ를 정의하면 (11)과 같다.

$$\Delta = \left\{ \begin{bmatrix} \Delta_{del} & 0 \\ 0 & \Delta_{perf} \end{bmatrix}, \| \Delta_{del} \|_{\infty} \leq 1, \| \Delta_{perf} \|_{\infty} \leq 1 \right\} (10)$$

$$\mu(M) = \frac{1}{\min \{ \bar{\alpha}(\delta) : \delta \in \Delta, \det(I - M\delta) = 0 \}} (11)$$

단 det(I - Mδ) = 0 인 δ(∈Δ)가 존재하지 않을 경우에는 μ(M) = 0으로 정의한다. 또한 α(·)는 최대 특이치를, min(·)는 최솟치 연산자를 각각 나타낸다.

그런데 강인한 성능 문제는 (10)의 불확실성의 집합 Δ에 대해 그림 1의 제어 시스템을 안정하게 하는 것을 의미하므로 불확실성의 집합 Δ에 대해 제어 시스템의 불안정성을 나타내는 구조적 특이치 μ[M(jω)]를 최소화해야 한다. 따라서 강인한 성능을 얻기 위한 필요충분조건식 (9)는 (12)[4]와 같으며 이 식은 구조적 특이치 μ를 이용하여 시스템의 강인한 안정성을 해석하였으므로 μ-해석의 결과라고 할 수 있다.

$$\mu[M(j\omega)] = \mu[F_1(P, K)(j\omega)] < 1, \forall \omega (12)$$

그러나 일반적으로 μ[M(jω)]의 값은 직접 구할 수 없으므로 스케일링 행렬 D[19]를 도입하여 (3),(7)과 같이 μ[M(jω)]의 상한치를 나타낸 후 이것을 최소화한다.

$$\mu[M(j\omega)] \leq \inf \bar{\alpha}(DMD^{-1}) (13)$$

한편 ∞ 노름의 정의에 의해 식(13)의 상한치는 다음 식과 같이 주어진다.

$$\inf \bar{\alpha}(DMD^{-1}) < \sup \bar{\alpha}(DMD^{-1}) = \| DF_1(P, K)D^{-1} \|_{\infty} (14)$$

결국 D-K 반복법이란 제어기 K와 스케일링 행렬 D를 2개의 변수로 하여 상한치 \|DF₁(P, K)D⁻¹\|_∞를 최소화하는 문제로 생각할 수 있다. 즉 처음에는 D를 고정시켜 H_∞ 제어이론으로 상한치 \|DF₁(P, K)D⁻¹\|_∞를 작게 하는 제어기 K를 구하고 다음에는 K를 고정시키고 D에 의해 \|DF₁(P, K)D⁻¹\|_∞를 작게 한다. 그리고 이 과정을 (12)가 만족될 때까지 반복한다. D-K 반복 알고리즘에 대한 보다 자세한 내용은 참고문헌 [4]에 제시되어 있으므로 본 연구에서는 이를 생략한다.

D-K 반복법에 의해 강인한 성능 및 만족스러운 명령 추종성을 가지는 디젤엔진의 연료주입 μ-합성 제어기를 구하기 위해서는 설계사양에 따라 적절한 가중치 함수들을 선정하는 것이 중요하다. 일반적으로 가중치 함수 W₁(s)와 W₂(s)는 각각 (6)의 외란 d(s)와 (4)와 (5)로 주어지는 모델링 오차 E_{mod}(s) 및 E_{meo}(s)에 대해 (15)와 (16)을 만족[19]하도록 모델링한다. 여기서 max(·)는 최대치 연산자를 나타낸다.

$$|d(j\omega)| \leq |W_1(j\omega)| \text{ at low frequencies } (15)$$

$$|E_m(j\omega)| \leq \max\{|E_{mod}(j\omega)|, |E_{meo}(j\omega)|\} \leq |W_2(j\omega)| \text{ at high frequencies } (16)$$

본 연구에서는 시스템의 응답속도와 외란제거 및 강인한 안정성 등을 고려하여 이득교차 주파수 ω_c는 30[rad/sec]정도이고 시스템의 최대 오버슈트는 정상상태 값의 20%이내가 되도록 디젤엔진의 연료주입 μ-합성 제어 시스템을 설계한다. 여기서 (15), (16) 및 위의 설계사양들을 동시에 만족시키기 위해 선정된 가중치 함수 W₁(s)와 W₂(s)는 (17) 및 (18)과 같다

$$W_1(s) = \frac{10 \times 20}{s^2 + (0.00002 + 20)s + (0.00002 \times 20)} \in RH_{\infty} (17)$$

$$W_2(s) = \frac{2 \times 1000^2 \times (s^2 + (30 + 60)s + 30 \times 60)}{18000 \times (s^2 + 2 \times 1000s + 1000^2)} \in RH_{\infty} (18)$$

단 제시된 가중치 함수들은 본 연구의 재관성을 높이기 위해 참고문헌 [17]을 기준으로 선정하였으며 RH_∞는 실계수를 가지고 상태공간모델로 나타낼 수 있는 안정한 전달함수들의 집합을 의미한다. 또한 외란 d(s)와 가중치 함수 W₁(s)의 DC 이득이 매우 크게 설정된 것은 주로 저주파수 영역에서 에너지를 가지는 시스템의 외란을 강인한 제어기를 설계할 때 충분히 고려해주시기 위해서이다. (17)과 (18)을 사용하여 설계한 μ-합성 제어기 K(s)의 상태공간모델 K(s):(A_K, B_K, C_K, D_K)은 (19)와 같다.

또한 μ -합성 제어 시스템의 구체적인 시뮬레이션 결과는 5장에서 나타낸다

$$\begin{aligned} A_K &= 10^9 \times [A_{K1} \ A_{K2}] \\ B_K^T &= [B_{K1} \ B_{K2}] \\ C_K &= 10^4 \times \begin{bmatrix} C_{K1} \\ C_{K2} \end{bmatrix}, D_K = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

여기서

$$A_{K1} = \begin{bmatrix} 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0090 & 1.2973 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0046 & -0.6715 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0023 & -0.3373 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0002 & -0.0058 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0058 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$A_{K2} = \begin{bmatrix} -0.0001 & -0.0014 & -0.0025 & -0.1830 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0007 & 0.0013 & 0.0947 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0004 & 0.0006 & 0.0476 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0018 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$B_{K1} = [0.0000 \ 0.0000 \ 0.0000 \ -2.5827 \ -2.4268 \ -0.0037 \ 0.0016]$$

$$B_{K2}^T = [-98.0951 \ 0.0000 \ 0.0000 \ 0.0000 \ -2.5762 \ 6.4569 \ 0.6306]$$

$$C_{K1} = [0.0000 \ 0.0000 \ 0.0000 \ 0.0000 \ -0.0004 \ -0.0407 \ -5.8751]$$

$$C_{K2} = [0.0003 \ 0.0063 \ 0.0132 \ 1.8464 \ 0.0000 \ 0.0000 \ 0.0000]$$

IV. 유전 알고리즘을 이용한 강인한 모델 추종형 PD 제어기의 설계

PID 제어기[20]는 세 가지의 서로 다른 제어요소 즉 비례 제어요소(P), 적분 제어요소(I) 그리고 미분 제어요소(D)로 구성된다. 일반적으로 시스템의 정상 상태 오차를 제거하기 위해서는 적분 제어요소가 반드시 필요하나 본 장에서는 주어진 제어대상이 적분요소 첨가형 플랜트로서 적분 제어요소를 이미 포함하고 있으므로 비례 제어요소와 미분 제어요소만을 고려하여 연료주입 PD 제어기를 설계하기로 한다. 물론 시스템의 차수 증가에도 불구하고 PD 제어기에 적분요소를 추가하여 경사 입력이나 포물선 입력에 대해서도 정상상태 오차가 없는 PID 제어기를 설계할 수도 있다. 그러나 본 연구에서는 경사 및 포물선 응답에 따른 과도한 계산량 등으로 인해 단지 계단 응답에 대한 기준모델 추종오차만을 고려하기

$$\begin{aligned} K_P & & K_D \\ 0010100010 & 1100010001 \\ m_1 = 10 & m_2 = 10 \\ m = m_1 + m_2 = 20 & \text{bits} \end{aligned}$$

그림 2 비례이득 K_P 와 미분이득 K_D 에 대한 부호화.

Fig. 2. Coding to proportional gain K_P and derivative gain K_D .

로 한다. 또한 주어진 제어 문제가 축정슬리브의 위치제어 문제이므로 계단응답에 대한 제어 시스템의 추종성능 해석만으로도 충분하다고 생각되며 따라서 더 이상의 추가적인 적분요소는 고려하지 않는다.

본 연구에서는 다수의 변수들을 하나의 문자열로 부호화하여 이들 변수들에 대한 동시최적화가 가능한 유전 알고리즘을 사용하여 비례 및 미분이득을 선정함으로써 외란 및 시스템의 파라미터 변동 등에 대한 강인한 성능과 기준모델에 따른 최적의 명령추종성을 가지는 디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템을 설계한다. 여기서 PD 제어기는 다음과 같다. 단 K_P 와 K_D 는 각각 PD 제어기의 비례 및 미분이득이다.

$$K(s) = K_P + K_D s \quad (20)$$

1. 유전 알고리즘의 개요

유전 알고리즘(simple genetic algorithm : SGA)[7]은 유전학 및 적자생존의 원리에 근거한 최적화 알고리즘으로서 확률적인 방법과 개체간의 체계적인 정보교환을 통해 탐색공간을 조사해 나감으로써 주위환경에 가장 적합한 해를 찾아가는 최적화 기법중의 하나이다. 유전 알고리즘은 복제(reproduction), 교배(crossover), 그리고 돌연변이(mutation)와 같은 3개의 유전 연산자들을 사용하여 최적화를 행한다.

먼저 PD 제어기의 비례이득 K_P 와 미분이득 K_D 를 동시에 최적화하기 위해 이들 2개의 변수를 그림 2와 같이 하나의 문자열에 적절한 크기(m_j , $j = 1, 2$)의 비트수로 부호화한다.

여기서 교배는 주어진 확률에 의해 해집단(population)

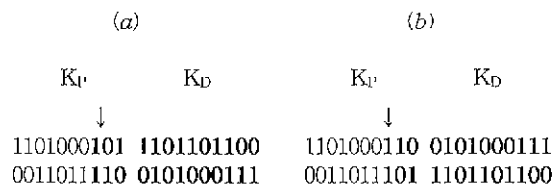


그림 3. 유전 알고리즘의 교배 연산자 (a) 교배지점의 선정 (b) 유전인자의 교환.
Fig. 3. Crossover operator (a) selection of cross site (b) exchange of genes.

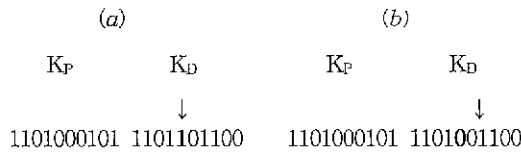


그림 4. 유전 알고리즘의 돌연변이 연산자
(a) 돌연변이지점의 선정. (b) 유전인자의 교환.

Fig. 4. Mutation operator (a) selection of mutation site, (b) exchange of genes.

으로부터 2개의 문자열들을 선택하고 0과 1로 부호화된 유전인자들을 서로 교환하여 새로운 자식문자열들을 만드는 것으로 일반적으로 다음과 같은 3가지의 단계로 이루어진다. 첫째 복제 연산자를 통해 선택된 새로운 문자열들 중에서 교배의 대상이 되는 2개의 문자열을 주어진 확률에 따라 선정한다. 둘째 이렇게 선정된 2개의 문자열에 대해 그 교배지점(cross site)을 그림 3의 (a)와 같이 임의로 결정한다. 셋째 결정된 교배지점을 기준으로 그 이하의 유전인자들을 서로 교환하여 그림 3의 (b)와 같이 2개의 새로운 자식 문자열들을 만든다.

한편 돌연변이는 탐색공간을 다양화하고 지역탐색의 위험을 줄이기 위해 주어진 확률에 따라 개별문자열의 특정 유전인자값을 0 또는 1로 바꾸는 것이다. 일반적으로 돌연변이 확률은 자연계에서와 같이 작은 값으로 주어진다. 돌연변이를 위해서는 첫째 교배가 끝난 새로운 자식 문자열들 중에서 주어진 확률에 의해 돌연변이의 대상이 되는 문자열들을 먼저 선정하고 둘째 선정된 문자열에서 다시 특정 유전인자를 임의로 선택하여 그림 4의 (a), (b)와 같이 그 값을 0 또는 1로 바꾸면 된다.

유전 알고리즘에 대한 보다 자세한 내용은 참고문헌 [7]에 제시되어 있으므로 본 연구에서는 이를 생략한다. 또한 PD 제어기 설계할 때 유전 알고리즘의 각 단계에서 필요한 문자열의 길이($m = 20$), 해집단의 크기($n = 30$), 세대수($z = 100$) 그리고 교배 확률($P_c = 0.7$) 및 돌연변이 확률($P_m = 0.03$) 등은 경험적인 방법에 의해 적절히 선정하기로 한다.

2. 강인한 모델 추종형 PD 제어기의 설계

유전 알고리즘을 사용하여 강인한 모델 추종형 PD 제어기의 비례이득 K_P 와 미분이득 K_D 를 최적화하기 위한 각각의 탐색구간 D_1 과 D_2 는 다음과 같다.

$$D_1 : L_1 = -50 \leq K_P \leq -0.1 = U_1 \quad (21)$$

$$D_2 : L_2 = -5 \leq K_D \leq -0.01 = U_2 \quad (22)$$

일반적으로 유전 알고리즘에 따른 한정된 탐색구간의 선정은 탐색의 수렴성 문제를 가져올 수 있다. 반면에 광범위한 탐색구간의 선정은 과도한 계산량의 문제를 발생시킨다. 따라서 이러한 문제들을 동시에 해결하기 위해 본 연구에서는 처음에는 문자열의 비트수를 작게 하는 대신 광범위한 탐색구간을 지정하여 수차례의 무작위

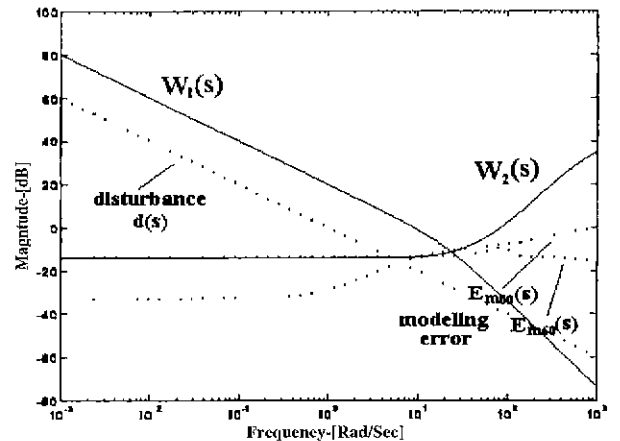


그림 5. 가중치 함수 $W_1(s)$, $W_2(s)$ 그리고 모델링 오차와 단위 계단외란.

Fig. 5. Weighting functions $W_1(s)$, $W_2(s)$ and modeling error, unit step disturbance.

탐색을 행하고 그 결과값들을 기준으로 D_1 , D_2 와 같은 구체적인 탐색구간들을 다시 지정하여 보다 정밀한 탐색을 행하는 방법을 선택하였다. 또한 유전 알고리즘에 따른 적합도의 계산에서 시스템이 발산하면 개별 문자열의 적합도가 급격한 감소하므로 이러한 적합도의 성질을 이용하여 본 연구에서는 제어 시스템의 공칭 안정도를 탐색구간의 선정에서 따로 고려하지 않는다. 그리고 유전 알고리즘에서의 탐색은 일반적으로 불균일 탐색[8]-[10]을 주로 하므로 주어진 비례이득 K_P 와 미분이득 K_D 에 대한 각각의 탐색구간의 크기가 서로 다름에도 불구하고 별도의 스케일링은 하지 않는다.

디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템이 시스템의 파라미터 변동 등에 대한 강인한 성능을 가지기 위해서는 최적화에 따른 실질적인 제한조건(constraint)들이 필요하다. 먼저 제어 시스템이 강인한 안정성뿐만 아니라 강인한 성능을 가지기 위해서는 이에 관한 필요충분조건식 (9)와 (17), (18)로 주어지는 가중치 함수 $W_1(s)$, $W_2(s)$ 로부터 다음의 식들이 동시에 만족하는 것이다.

$$\| \frac{W_1(s)S}{1 + W_2(s)T(s)} \|_{\infty} < 1 \quad (23)$$

$$\| W_2(s)T(s) \|_{\infty} < 1 \quad (24)$$

여기서 그림 5는 가중치 함수 $W_1(s)$, $W_2(s)$ 를 모델링 오차 $E_{mod}(s)$, $E_{mc}(s)$ 및 외란 $d(s)$ 와 함께 나타낸 것이다. 그림으로부터 선정된 가중치 함수들은 모델링 오차 및 외란에 대한 가중치 함수의 조건식 (15), (16)을 모두 만족시키고 있음을 알 수 있다.

따라서 제어 시스템이 강인한 성능에 관한 조건식 (23), (24)를 만족한다는 것은 각각의 전달함수 $G_1(s) \triangleq W_1(s)S(s)[1 + W_2(s)T(s)]^{-1}$ 와 $G_2(s) \triangleq W_2(s)T(s)$ 에 대한 해밀토니안 행렬(Hamiltonian matrix) $H_{\gamma i}$ ($i = 1, 2, \gamma = 1$)의 고유치 λ_{ij} ($j = 1, 2, 3, \dots, n = 12$)의 실수부 $\lambda_{Rij} = \text{Re}[\lambda_{ij}]$ 에 대해 (25)[21]가 만족하

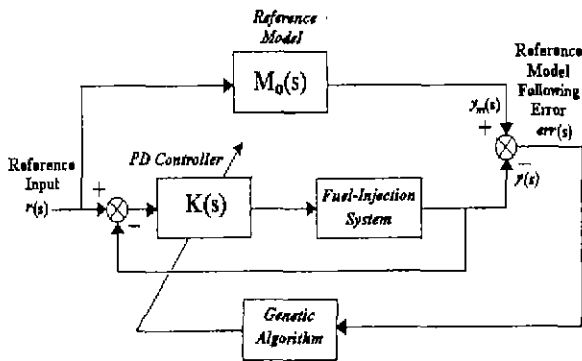


그림 6. 유전 알고리즘을 이용한 강인한 모델 추종형 PD 제어 시스템.

Fig. 6. Robust model following PD control system using genetic algorithm.

는 것이다.

$$\prod_{i=1}^n \lambda_{ii}^R = \prod_{i=1}^n \text{Re}[\lambda_{ii}] \neq 0 \quad (25)$$

또한 제어 시스템의 강인한 성능을 나타내는 구조적 특이치의 최대값 μ_{max} 가 구체적인 설정치 μ_{maxs} 이 하가 되도록 다음과 같은 제한조건을 준다.

$$\mu_{max} \leq \mu_{maxs} = 0.7820 < 1 \quad (26)$$

여기서 설정치 μ_{maxs} (= 0.7820)는 3장에서 설계된 μ -합성 제어 시스템의 구조적 특이치의 최대값 $\mu_{max} = 0.7813$ (≈ 0.7820)를 기준으로 선정하였다. 단 이러한 결과는 2차 D-K 반복의 결과로부터 얻어진 것이며 또한 이 값은 이 때 얻어진 μ_{max} 의 최소값이다.

본 연구에서는 디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템이 설계사양에 따른 최적의 명령추종성을 가지도록 (27)과 같이 적절한 기준모델을 선정한 후 그림 6과 같이 유전 알고리즘을 사용하여 플랜트의 출력이 기준모델의 출력을 추종하도록 하였다.

$$M_0(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 1.4 \times \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (27)$$

기준모델은 설계사양에 따른 최적의 응답특성을 가지도록 ITAE(integral of time-multiplied absolute value of error) 최소표준형 2차모델($\omega_0 = 30.5[\text{rad/sec}]$)로 선정하였으며 즉 시스템의 응답속도를 고려하여 대역폭 ω_b 가 $30[\text{rad/sec}]$ ($\approx \omega_c = 30[\text{rad/sec}]$)정도이며 최대 오버슈트는 $5\% (\leq 20\%)$ 이내가 되도록 하였다.

그리고 기준모델 및 유전 알고리즘에 따른 개별 문자열의 적합도 fit_{weight} 는 온도변화에 따른 시스템의 파라미터 변동에 대해서도 제어 시스템의 성능을 보장하기 위해 적절한 가중치 w_i 를 도입하여 (28) 및 (29)와 같이 선정하였다. 여기서 $k(t+1) = k(t) + T_s$, $k(1) = 0$ [sec]이며 $T_s = 0.05[\text{sec}]$ 이며 $T_s = 0.05[\text{sec}]$ 는 샘플링 시간을 나타낸다.

$$err_{fit, weight} = \sum_{i=1}^3 (w_i \times [\sum_{k=1}^{21} |err_i(k(t))| + \gamma \times \Phi(h(X_i))])$$

$$= \sum_{i=1}^3 (w_i \times [\sum_{k=1}^{21} |y_m(k(t)) - y_i(k(t))| + \gamma \times \Phi(h(X_i))]) \quad (28)$$

$$fit_{weight} = \frac{1}{1 + err_{fit, weight}} \quad (29)$$

따라서 기준모델에 따른 연료주입 PD 제어 시스템의 기준모델 추종오차 계산구간은 $0 - 1.05[\text{sec}] (= 21 \times T_s)$ [sec]가 되며 이러한 추종오차 계산구간은 시스템의 파라미터 변동에 대한 정상상태오차를 충분히 고려하기 위해 설정되었다. 단 각각의 가중치는 제어 시스템의 공칭 플랜트에 대한 성능 및 기준모델에 대한 추종성 등을 고려하여 $\omega_1 = 0.35$, $\omega_2 = 0.50$, $\omega_3 = 0.15$ ($\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 = 1$)로 하였으며 여기서 $y_i(k(t))$, $y_m(k(t))$ 는 각각 연료주입 시스템 및 기준모델의 출력, $err_i(k(t)) = \text{abs}(y_m(k(t)) - y_i(k(t)))$ 는 이에 따른 기준모델 추종오차를 나타낸다. 또한 $i = 1, 2, 3$ 은 각각 (1) - (3)으로 주어지는 플랜트 $P_{00}(s) - P_{30}(s)$ 를 의미한다

한편 (26)으로 주어진 제한조건은 페널티법(penalty method)[7]에 의해 유전 알고리즘에 따른 적합도에 반영된다. 이를 위해 본 연구에서는 페널티 함수 Φ 를 $\Phi(h(X_i)) \approx |h(X_i)|$, $h(X_i) \approx \mu_{maxs} - \mu_{max}$ ($1 \geq 0$)로 정의하였다. 즉 구조적 특이치의 최대값 μ_{max} 에 대한 제한조건을 만족시키면 페널티 함수 Φ 를 무조건 0으로 두고 반면에 만족시키지 않으면 Φ 를 위의 정의에 따라 계산하여 이 값을 오차 $err_{fit, weight}$ 에 더한다. 따라서 제한조건에서 벗어날수록 오차 $err_{fit, weight}$ 는 증가하게 되고 반대로 적합도 fit_{weight} 는 감소하게 된다. 한편 $\gamma = 10^2$ 는 페널티 계수를 나타내며 이 값은 구조적 특이치의 실제 크기 등을 고려하여 결정한다. 또한 제한조건을 만족여부는 위에서 정의한 페널티 함수의 부호로써 판단한다. 즉 페널티 함수값이 음(negative) ($\mu_{maxs} < \mu_{max}$)이 나오면 제한조건을 만족하지 않는 것이며 함수값이 양(positive)이 나오면 제한조건을 만족하는 것이 된다.

유전 알고리즘을 사용하여 강인한 모델 추종형 PD 제어 시스템을 구성하기 위한 설계 순서는 다음과 같다.

< 설계 순서 >

Step 1 : 조건식 (15), (16)을 만족하는 적절한 가중치 함수 $W_1(s)$, $W_2(s)$ 와 제어 시스템에 요구되는 구조적 특이치의 최대값 μ_{maxs} 를 선정한다.

Step 2 : 비례이득 K_P 와 미분이득 K_D 에 대한 각각의 탐색구간 D_1 , D_2 를 결정한다.

Step 3 : 유전 알고리즘에 의해 파라미터의 집합 $\Psi \equiv \{K_P, K_D\}$ 를 계산한다.

Step 4 : 계산된 파라미터의 집합 Ψ 를 사용하여 연료주입 PD 제어 시스템을 구성한다.

Step 5 : 구성된 PD 제어 시스템이 공칭 성능 및 강인한 안정성에 관한 조건식 (23) 및 (24)를 만족하는지 (25)를 사용하여 조사한다. 만족시키면 Step 6로 가고 그렇지 않으면 적합도를 0으로 한다.

표 1. 유전 알고리즘에서 사용된 파라미터들과 설계시간 및 적합도.

Table 1. Parameters in GA, computation time and fitness.

	string length (m)	population size (n)	generation number (z)	computation time (min. sec.)	P_c [actual value]	P_m [actual value]	$err_{fit, wght}$	fit_{max}
μ -Synthesis[17]	0.5992	0.6253
Proposed Method	30 bits	30	100	622.13	0.7 [104%/1500]	0.03 [1735/60000]	0.2077	0.6056

표 2. 유전 알고리즘에 의해 선정된 비례이득 K_p 와 미분이득 K_D 그리고 구조적 특이치의 최대값 μ_{max} .

Table 2. Proportional gain K_p and derivative gain K_D , structured singular value μ_{max} selected by GA.

	K_p	K_D	μ_{max} (≤ 0.7820)
μ -Synthesis[17]	.	.	0.7813
Proposed Method	-7.1240	-0.3271	0.6056

Step 6 : 구성된 PD 제어 시스템이 구조적 특이치의 최대값 $\mu_{max} (\triangleq \max\{\mu[M(j\omega)]\})$ 에 관한 제한조건식 (26)을 만족하는지 조사한다. (26)을 만족하는지 조사한다. (PD 제어 시스템의 구조적 특이치 $\mu[M(j\omega)]$ 는 Redheffer의 star product[22] 및 이에 대한 μ -해석을 통해 구한다.) 만족시키면 (28)에서 $h(X_j) = 0$ 으로 두고 (29)에 의해 적합도를 계산한다. 그렇지 않으면 정의에 의해 $h(X_j)$ 를 구하고 적합도를 계산한다.

Step 7 : 설정된 세대수만큼 Step 3에서 Step 6의 과정을 반복한다.

V. 시뮬레이션 및 비교고찰

본 장에서는 4장에서 제시한 방법에 따라 강인한 모델 추종형 PD 제어 시스템을 설계하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 성능을 비교고찰한다. 유전 알고리즘에서 사용된 파라미터들과 계산시간 및 적합도는 표 1과 같고 이에 따라 선정된 PD 제어기의 비례이득 K_p 와 미분이득 K_D 그리고 구조적 특이치의 최대값 μ_{max} 는 표 2와 같다. 단, 표 1 및 표 2에서는 비교고찰을 위해 3장에서의 μ -합성 제어 시스템의 적합도 및 최대값 μ_{max} 를 함께 나타내었다.

일반적으로 교배 및 돌연변이 확률이 너무 높으면 수렴성이 떨어지고 반대로 너무 낮으면 다양한 탐색을 기대할 수 없으며 지역해에 빠질 가능성이 높다. 따라서 표 1의 교배 및 돌연변이 확률은 이러한 점들을 고려하

여 선정되었다. 본 연구에서는 유전 알고리즘에 따라 계산할 때 PENTIUM-s 120MHz (RAM 16 Mbytes)기종의 컴퓨터를 사용하였다. 또한 유전 알고리즘 및 PD 제어기 그리고 μ -합성 제어기의 설계에 필요한 모든 프로그램은 MATLAB 4.0에서 작성되었다. 3장의 μ -합성 제어기의 설계에 필요한 기본 MATLAB 명령어들은 부록 1에서 나타내었으며 특히 4장의 설계순서 Step6은 제한조건식 (26)에 의해 제시된 설계법이 항상 μ -합성법보다 우수한 강인성을 가짐을 보장하고 있는 중요한 부분이므로 이와 관련된 MATLAB 프로그램을 부록 2에서 따로 제시하였다.

표 1의 적합도는 (28)의 $err_{fit, wght}$ 로부터 구해진다. 그리고 $err_{fit, wght}$ 는 기준모델 추종오차항과 μ_{max} 의 제한조건에 대한 패널티 오차항으로 되어 있다. 여기서 패널티 오차항은 최적해를 찾아가는 동안에만 의미가 있고 최적해에 대한 적합도 계산에서는 대부분의 경우 최적해가 μ_{max} 에 대한 제한조건을 만족하여 그 값이 0이 되므로 의미가 없다. 따라서 표 1에서의 적합도는 순수한 기준모델 추종오차항에 의해 계산된 것이며 결국 적합도의 높고 낮음은 바로 기준모델에 대한 추종성의 정도를 나타낸다. 표 1로부터 4장에서 제시된 방법처럼 PD 제어기의 비례 및 미분이득을 유전 알고리즘을 사용하여 동시에 최적화한 경우가 3장에서의 μ -합성 제어기[17]의 경우보다 상대적으로 높은 적합도를 가지고 따라서 제시된 방법의 경우가 보다 높은 기준모델 추종성을 가짐을 알 수 있다.

또한 표 2 및 구조적 특이치 $\mu[M(j\omega)]$ 의 주파수 응답을 나타낸 그림 7로부터 제시된 방법의 경우 최적화에 따른 제한조건으로 인해 μ -합성 제어기와 마찬가지로 설정된 최대값 μ_{max} 를 잘 만족시키고 있음을 알 수 있다. 더구나 제시된 방법의 경우 구조적 특이치의 최대값($\mu_{max} = 6056$)이 μ -합성 제어기의 경우($\mu_{max} = 7813$)보다 더 작게 얻어졌다. 이러한 사실은 2장에서의 구조적 특이치 μ 에 대한 정의로부터 설계된 연료주입 PD 제어 시스템의 성능이 상대적으로 μ -합성 제어기보다 강인하다는 것을 의미한다.

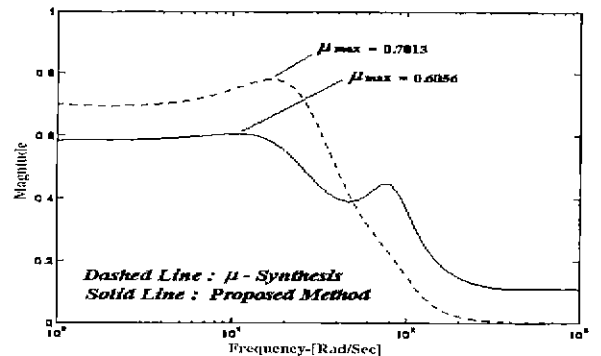


그림 7 구조적 특이치 $\mu[M(j\omega)]$ 의 주파수 응답.
Fig. 7. Frequency response of structured singular value $\mu[M(j\omega)]$.

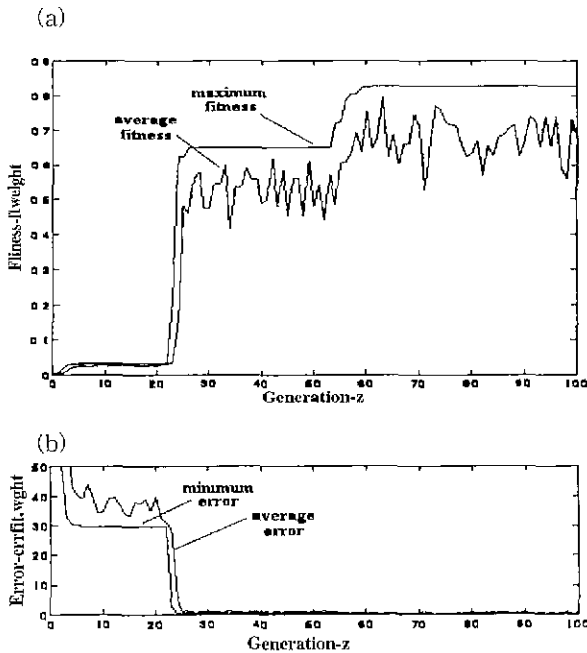


그림 8. (a) GA에 의한 최적화시 적합도의 변화, (b) GA에 의한 최적화시 기준모델 추종오차의 변화.
 Fig. 8. (a) Variance of fitness to optimizing by GA, (b) Variance of reference model following error to optimizing by GA.

한편 그림 8의 (a)와 (b)는 유전 알고리즘에 의한 최적화시 세대수 *z*의 증가에 따른 적합도 *fitweight* 및 기준모델 추종오차 *errfitweight*의 변화추이를 각각 나타낸 것이다. 그림으로부터 세대수가 증가함에 따라 60세대까지 그 적합도가 꾸준히 증가하고 있음을 알 수 있다.

그림 9 - 그림 11은 설계된 연료주입 PD 제어 시스템의 온도변화에 따른 각각의 단위 계단응답과 기준모델 추종오차를 함께 나타낸 것이다. 2장의 디젤엔진의 연료주입 제어 시스템은 캠에 의해 피스톤이 이동하고 이에 따라 압축된 연료가 엔진의 연소실로 고압분사되는 메카니즘을 가진다. 즉 엔진에 주입될 연료의 양은 선행 슬레노이드의 자기장의 세기 및 이에 따라 동작하는 측정 슬리브의 위치에 의해 결정된다. 따라서 주어진 제어 문제는 측정 슬리브의 위치제어 문제가 되며 이를 위해 그림 9 - 그림 11과 같은 계단응답에 대한 제어 시스템의 추종성능 해석이 필요하다. 그림에서 보는 바와 같이 주입펌프내의 온도변화(0°C - 60°C)에 따른 연료주입 파라미터 변동에 대해 제시된 방법의 경우가 μ -합성 제어기[17]의 경우보다 상대적으로 %오버슈트가 작음을 알 수 있다. 따라서 적합도가 높은 4장에서의 방법 ($fitweight = 0.8280$)이 기준모델의 응답에 잘 추종하며 이에 따라 과도응답 특성도 μ -합성 제어기($fitweight = 0.6253$)의 경우에 비해 상당히 개선되었음을 알 수 있다.

한편 주입펌프내의 온도가 떨어지면 이 때의 모델링 오차로 인해 펄루프 시스템의 특성근이 허수축 방향으로 접근하게 되고 그림 9와 같이 오버슈트가 증가하게 된

다. 이러한 현상은 주입펌프내의 온도가 떨어지면 펄프내의 연료의 점도가 감소하고 이러한 연료속에 잠겨서 측정슬리브가 왕복운동을 한다는 물리적인 사실로부터도 쉽게 이해될 수 있다. 반면에 온도가 올라(연료의 점도가 상승)가면 그림 11과 같이 시스템의 특성근이 허수축에서 멀어지고 이로 인해 응답속도가 떨어진다. 여기서 특히 문제가 되는 것은 그림 9와 같이 펄프내의 온도가 내려가서 이로 인해 측정 슬리브의 위치를 제어할 때 과도한 오버슈트가 발생하는 경우이다. 그림 9로부터 제시한 방법의 경우는 μ -합성 제어기[17]의 경우와는 달리 이러한 시스템의 모델링 오차에 대해서도 주어진 설계사양(%오버슈트가 20%이내)을 잘 만족시키고 있음을 알 수 있다.

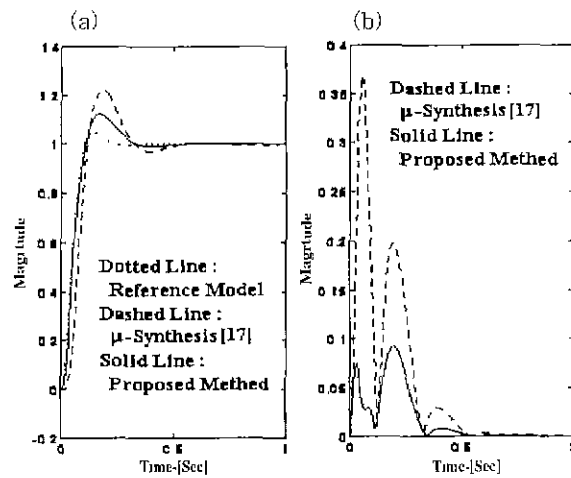


그림 9. 0°C 에서의 연료주입 시스템의 (a) 단위 계단 응답과 (b) 기준모델 추종오차.
 Fig. 9. (a) Unit step response and (b) Reference model following error of fuel-injection system at 0°C.

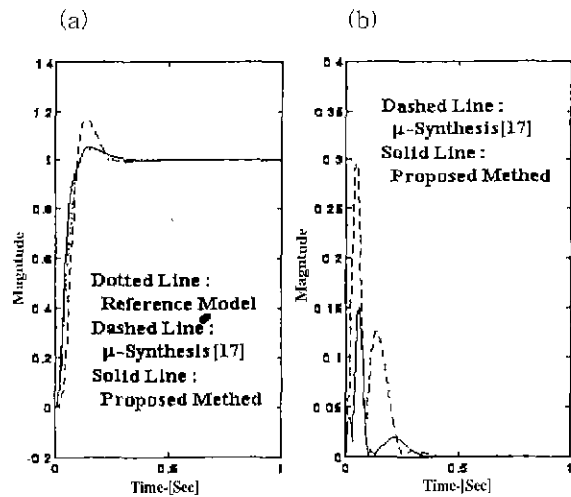


그림 10. 25°C 에서의 연료주입 시스템의 (a) 단위 계단 응답과 (b) 기준모델 추종오차.
 Fig. 10. (a) Unit step response and (b) Reference model following error of fuel-injection system at 25°C.

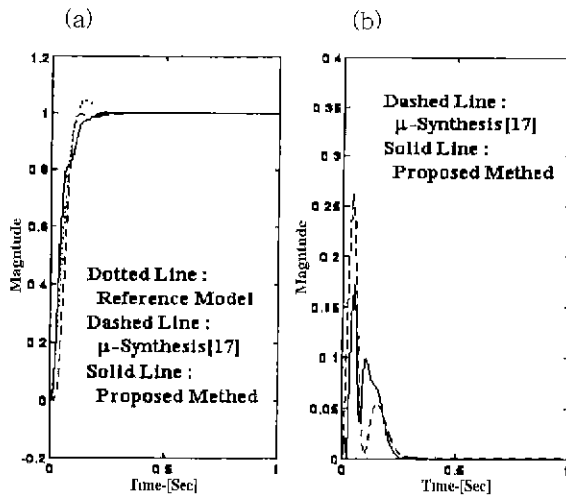


그림 11. 60°C에서의 연료주입 시스템의 (a) 단위 계단 응답과 (b) 기준모델 추종오차.

Fig. 11. (a) Unit step response and (b) Reference model following error of fuel-injection system at 60°C.

VI. 결론

본 연구에서는 유전 알고리즘을 사용하여 복잡한 최적화의 과정이 없이 비례 및 미분이득을 동시에 최적화함으로써 시스템의 파라미터 변동에 대한 강인한 성능과 기준모델에 따른 최적의 명령추종성을 가지는 디젤엔진의 연료주입 PD 제어 시스템을 설계하였다. 이를 위해 강인한 성능을 가지는 해집단내에서 기준모델의 출력을 최적으로 추종하도록 유전 알고리즘을 사용하여 PD 제어기의 비례 및 미분이득을 동시에 최적화하였으며 또한 시뮬레이션을 통하여 설계된 PD 제어 시스템의 유용성을 확인하였다.

설계된 PD 제어 시스템은 μ -합성 제어기와 마찬가지로 강인한 성능을 가지는 물론 μ -합성 제어기의 경우에 비해 상대적으로 기준모델 추종오차가 작다. 따라서 제시된 방법의 경우가 기준모델의 응답을 잘 추종하며 이에 따라 과도응답 특성이 μ -합성 제어기의 경우에 비해서 상당히 개선되었음을 알 수 있다. 그러므로 설계사양에 따른 좀 더 나은 출력특성을 얻기 위해서는 제시된 방법과 같이 PD 제어기의 비례 및 미분이득을 동시에 최적화하는 것이 필요하다. 또한 제시된 방법은 복잡한 최적화의 과정이 없으므로 실제의 제어 시스템 설계에 보다 쉽게 적용할 수 있을 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] J. C. Doyle and B. A. Francis, A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*, Macmillan Publishing Company, 1992.
- [2] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity : model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses." *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 26, no. 2, pp. 301-320, 1981.
- [3] K. Glover and J. C. Doyle, "State-Space formulate for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ -norm bound and relations to risk sensitivity." *Systems & Control Letters*, vol. 11, pp. 167-172, 1988.
- [4] S. Fujita, "Robust control performance and μ -synthesis," *System and Control, Information*, vol. 37, no. 2, pp. 93-101, 1993.
- [5] J. C. Doyle, J. E. Wall, and G. Stein, "Performance and robustness analysis for structured uncertainty," *Proc. of IEEE Conf. Decision and Control*, Orlando, FL, pp. 629-636, 1982.
- [6] D. A. Milich, M. Athans, L. Valavani, and G. Stein, "A method for designing robust multi-variable feedback systems," *Proc. of IEEE Conf. Decision and Control*, vol. 3, pp. 2150-2156, 1988.
- [7] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*. Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [8] C. L. Karr and E. J. Gentry, "Fuzzy control of pH using genetic algorithms," *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 46-53, 1993.
- [9] A. Homaifar and E. McCormick, "Simultaneous design of membership functions and rule sets for fuzzy controllers using genetic algorithms," *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 129-139, 1995.
- [10] D. Park, A. Kandel, and G. Langholz, "Genetic-based new fuzzy reasoning models with application to fuzzy control," *IEEE Trans. System, Man, And Cybernetics*, vol. 24, no. 1, pp. 39-47, 1994.
- [11] K. J. Åstrom and T. Hägglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins," *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 645-651, 1984.
- [12] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. Zhou, "Self-tuning PID control of a plant with under-damped response with specifications gain and phase margins," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 5, no. 4, pp. 446-452, 1997.
- [13] L. Loron, "Tuning of PID controllers by the non-symmetrical optimum method," *Automatica*, vol. 33, no. 1, pp. 103-107, 1997.
- [14] B. S. Chen, Y. M. Cheng, and C. H. Lee, "A genetic approach to mixed H_2/H_∞ optimal PID control," *IEEE Control Systems*, pp. 51-60, October, 1995.
- [15] A. H. Jones, N. Ajlouni, and M. Uzam, "On-line frequency domain identification and genetic tuning of PID controllers." *Proc. of IEEE Conf. Emerging Technologies and Factory Automation*, vol. 1, 1996.
- [16] Y. Qin, S and S. Du, "To design optimized

PID controller of a single phase power factor pre-regulator for an on-line UPS-GA approach." *Proc. of Conf. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. 1, 1997.

- [17] H. Kuraoka, N. Ohka, and M. Ohba, "Application of H_∞ optimal design to automotive fuel control," *Proc. of Conf. American Control Conference*, vol. 3, pp. 1957-1962, June, 1989.
- [18] R. Johansson, *System Modeling and Identification*, Prentice-Hall International Editions, 1992.
- [19] J. M. Maciejowski, *Multivariable Feedback Design*, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [20] 金鍾植, 線形制御시스템工學, 清文閣, 1993.
- [21] B. Shahian and M. Hassul, *Control System Design Using Matlab*, Prentice-Hall International Inc., 1993.
- [22] A. Grace, A. J. Laub, J. N. Little, and C. M. Thompson, *Robust Control and Control System Toolbox for MATLAB*, Math-Works, 1992.

부록 1

<MATLAB Code for Design on μ -Synthesis Controller in Chapter III>

```
%% Mu - Synthesis
% First-Iteration
w = logspace(-3,3,100);
blk = [1 1 , 1 1];
clp_g1 = frsp(clp1,w);
[bnds1,dvec1,sens1,pvec1] = mu(clp_g1,blk);
figure(2)
vplot('liv,m',vnorm(clp_g1),bnds1)
figure(3)
vplot('liv,m',bnds1,'w-')
axis([1e0 1e3 0 2])
xlabel('Frequency - [Rad/Sec]')
ylabel('Magnitude')
max(bnds1(1:10),1:1)

% Second-Iteration
[dsysL1,dsysR1] = musynft1('first',dvec1,sens1,blk,1,1);
%minfo(dsysL1);
muic1 = mmult(dsysL1,tempic,minv(dsysR1));
%minfo(muic1);

[k2,clp2] = hinfyn(muic1,1,1,0.5,5,0,0.03);

clp_g2 = frsp(clp2,w);
[bnds2,dvec2,sens2,pvec2] = mu(clp_g2,blk);
figure(4)
vplot('liv,m',vnorm(clp_g2),bnds2)
figure(5)
vplot('liv,d',bnds2,'w-')
axis([1e0 1e3 0 2])
xlabel('Frequency - [Rad/Sec]')
ylabel('Magnitude')
max(bnds2(51:101),1:1)
load hjatn3
figure(6)
vplot('liv,d',bnds1,'w-',bnds2,'w--',bnds3,'w-')
```

```
axis([1e0 1e3 0 2])
xlabel('Frequency - [Rad/Sec]')
ylabel('Magnitude')
```

부록 2

<MATLAB Code for Step 6 of Design Procedure in Chapter IV>

```
%% Constraints
as25 = as; bs25 = bs; cs25 = cs; ds25 = ds;
at25 = at; bt25 = bt; ct25 = ct; dt25 = dt;
gw1 = 10; pw1 = 20;
nuw1=gw1*[pw1];
dnw1=[1 pw1-0.00002 pw1*0.00002];
gw2 = 2; pw2 = 30; pw3 = 60;
nuw2=gw2*(1/(pw2*pw3*10))*1000^2*(1 pw2+pw3 pw2^ pw3);
dnw2=[1 2*1000 1000^2];
[aw1,bw1,cw1,dw1] = tf2ss(nuw1,dnw1);
[aw2,bw2,cw2,dw2] = tf2ss(nuw2,dnw2);
[as25w1,bs25w1,cs25w1,ds25w1]=
series(as25,bs25,cs25,ds25,aw1,bw1,cw1,dw1);
[at25w2,bt25w2,ct25w2,dt25w2]=
series(at25,bt25,ct25,dt25,aw2,bw2,cw2,dw2);
[numsw1,densw1] = ss2tf(as25w1,bs25w1,cs25w1,ds25w1);
[numtw2,dentw2] = ss2tf(at25w2,bt25w2,ct25w2,dt25w2);
n1d2 = conv(numsw1,dentw2);
d1d2 = conv(densw1,dentw2);
n2d1 = conv(numtw2,densw1);
numsrw1 = n1d2;
densrw1 = d1d2 + n2d1;
[as25w1r,bs25w1r,cs25w1r,ds25w1r] = tf2ss(numsrw1,densrw1);

gamma = 1;
Hs = [as25w1r inv(gamma)*bs25w1r -bs25w1r'
      -inv(gamma)*cs25w1r.*cs25w1r -as25w1r'];
eigHsb = eig(Hs);
eigHs = eigHsb(3:26,1:1);
reigHs = real(eigHs);
eigps = 1;
[i1,i2] = size(reigHs);

for i3 = 1:i2

    eigps = eigps*(reigHs(i3));

end
eigps;

gamma = 1;
Ht = [at25w2 inv(gamma)*bt25w2*bt25w2.'
      -inv(gamma)*ct25w2.*ct25w2 -at25w2'];
eigHtb = eig(Ht);
eigHt = eigHtb(2:13,1:1);
reigHt = real(eigHt);
eigpt = 1;
[i1,i2] = size(reigHt);

for i3 = 1:i2

    eigpt = eigpt*(reigHt(i3));

end
eigpt;

tol = 0;
```

```
if eigps == tol | eigpt == tol
```

```
    yr = 0
    xflr = 0,
```

```
        xf2r = 0,
```

```
        xf3r = 0;
```

```
    else
```



김 동 완

1960년 2월 1일 생. 1984년 동아대학교 전기공학과 졸업. 부산대학교 대학원 석사(1987), 부산대학교 대학원 박사(1995). 1997년-현재 동명대학 전기과 전임강사. 관심분야는 강인제어 및 2자유도계.



황 현 준

1969년 8월 20일생. 1992년 부산대학교 전기공학과 졸업. 부산대학교 대학원 박사(1999). 1997년 부산대학교 전기공학과 강사. 1998년-현재 포항 1 대학 전기과 전임강사. 관심분야는 강인제어 및 유전 알고리즘.