

工學碩士 學位論文

**PPGA 와 모델에 기초한 디지털 PID 제어기의
최적동조**

Optimal Tuning of a Digital PID Controller
Based on the PPGA and Model

指導教授 陳 康 奎

2004 年 8 月

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科

辛 命 浩

本 論文을 辛命浩의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長 工學博士 劉 永 昊 印

委 員 工學博士 金 鍾 和 印

委 員 工學博士 陳 康 奎 印

2004 年 7 月 13 日

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科 辛命浩

목 차

Abstract	iii
제 1 장 서론	1
제 2 장 최적화 도구로서의 병렬 유전알고리즘	4
2.1 직렬 유전알고리즘의 구조	4
2.1.1 염색체의 표현 및 집단의 초기화	4
2.1.2 적합도 평가	5
2.1.3 유전 연산자	6
2.1.4 기타 전략	8
2.1.5 정지조건	9
2.2 유전알고리즘의 병렬화	10
2.2.1 이주모델 구조의 병렬화	11
2.2.2 이주방법	11
2.3 PPGA의 구현	13
제 3 장 이산시간 시스템의 파라미터 추정	16
3.1 제어대상 시스템의 표현	16
3.2 제어대상 시스템의 모델	18
3.3 파라미터의 추정	19
제 4 장 디지털 PID 제어기의 최적동조	23
4.1 디지털 PID 제어기	23

4.2 PPGA 와 기준모델 제어기법을 이용한 최적동조	27
4.2.1 기준모델	27
4.2.2 PPGA 를 이용한 PID 제어기의 최적동조	29
제 5 장 시뮬레이션 및 결과검토	31
5.1 이산시간 모델의 파라미터 추정	31
5.1.1 시스템 I	31
5.1.2 시스템 II	36
5.2 디지털 PID 제어기의 최적동조	40
5.2.1 시스템 I	40
5.2.2 시스템 II	44
제 6 장 결론	48
참고문헌	49

Optimal Tuning of a Digital PID Controller Based on the PPGA and Model

Myung-Ho, Shin

*Department of Control and Instrumentation Engineering,
Graduate School, Korea Maritime University*

Abstract

In this paper, a methodology for estimating the parameters of discrete-time systems and designing a digital PID controller is presented. To deal with optimization problems occurring regarding parameter estimation and controller design, a pseudo parallel genetic algorithm(PPGA) is developed. The PPGA is characterized by several serial GAs, the migration model and the ring topology . The parameters of a discrete-time system are estimated using both the model technique and a PPGA. The digital PID controller is described by the pulse transfer function and its parameters are tuned based on both the model reference technique and another PPGA. A set of experimental works on two processes are carried out to illustrate the performance of the proposed method.

제 1 장 서 론

시스템 식별 분야는 디지털 기술의 발전과 더불어 지난 30 년 동안 획기적인 발전을 해왔으며, 많은 연구자들에 의해 여러 가지 강력한 방법들이 제안되어 왔다[1-2]. 현재까지 주로 이용되고 있는 식별법으로는 최소자승법(Least-squares method), 최우법(Maximum-likelihood method), 기구변수법(Instrumental variable method) 등이 있으며, 이러한 방법들은 파라미터가 선형이고 탐색공간이 완만한 것에 기초한 모델에 적합한 방법으로 구배(Gradient)에 기초하여 최적점을 탐색하는 지역탐색법이다.

그러나 일반적으로 구배를 얻는 것이 불가능하거나 파라미터가 비선형일 때는 전역 최적점을 찾지 못하는 문제가 발생하게 된다. 또한 실제 환경에서와 같이 계측 잡음과 모델의 부정확성 등으로 인해 탐색공간이 다봉일 수 있어 구배에 기초한 기존의 추정법들은 지역해(Local solution)에 수렴할 가능성이 높다는 단점을 가지고 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로 최근 유전알고리즘(Genetic algorithm: GA)[12]과 같은 강인한 탐색법을 모델 조정기법과 결합하여 기존의 방법들의 단점을 보완하면서 추정성능을 높이려는 연구들이 진행되고 있다[13-15].

자연선택과 유전학에 기초한 GA 는 복잡한 최적화 문제를 해결하려는 도구로서 목적함수 외 탐색공간에 대한 사전지식을 필요로 하지 않고, 매우 크고 복잡한 공간일지라도 전역해(Global solution)쪽으로 수렴해 가는 특징을 가지고 있다. 이러한 특징 때문에 GA 는 신호처리, 시스템

식별 및 제어, 신경회로망의 설계 및 학습, 작업 스케줄링 등 실제 환경의 여러 복잡한 최적화 문제를 해결하는 도구로서 이용되고 있다. Das 와 Goldberg 는 GA 를 이용하여 이산시간 시스템의 파라미터를 추정하는 문제에 대해 다루었고[13], Kristinsson 과 Dumont 는 이를 더욱 일반화하였다[14]. Jin 등[15]은 시간지연을 가지는 연속시스템의 파라미터를 추정하는 문제를 다루었고, 여기서 GA 는 시스템과 조정모델의 출력오차가 최소가 되도록 조정모델의 파라미터를 반복적으로 조절하도록 설계하였다.

그러나 파라미터의 수가 많은 문제에 GA 를 적용할 때 지역해 수렴문제를 극복하기 위해 큰 집단을 취하면 연산부담이 급격히 증가하게 된다. 이러한 문제는 다수의 프로세서가 각자 소집단의 직렬 GA 를 독립적으로 실행하고 주기적으로 이들 간에 정보를 교환함으로써 개선이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 이주모델과 링구조 기반의 병렬 GA(Parallel genetic algorithm: PGA)[18-19]와 모델 조정기법을 이용하여 이산시간 시스템의 파라미터 추정 문제를 다루고, 이를 더욱 확장하여 기준모델 제어기법[3-6]과 PGA 결합하여 식별한 모델의 출력이 기준모델의 출력을 정밀하게 추종할 수 있도록 하기 위한 디지털 PID 제어기의 최적동조 문제에 적용한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 2 장은 본 연구에서 최적화 기법으로 사용된 의사병렬 유전알고리즘에 대하여 다루고, 제 3 장은 이산시간 시스템의 파라미터 추정에 관하여 기술하고, 제 4 장은 디지털 PID 제

여기의 최적 동조에 관한 기법을 다루며, 제 5 장에서는 시뮬레이션을 통하여 제안한 방법의 유효성을 밝히고, 마지막으로 제 6 장에서 결론을 제시한다.

제 2 장 최적화 도구로서의 병렬 유전알고리즘

이 장에서는 본 논문을 통해 시스템의 식별 문제와 모델을 기반으로 한 제어기 설계 시 발생하는 다변수 비선형 최적화 문제를 해결하기 위하여 사용될 병렬 유전알고리즘(Parallel genetic algorithm: PGA)의 메커니즘에 대해 살펴본다. PGA 는 초기에 개발된 기존의 유전알고리즘이 채용하는 기본 이론을 근간으로 하고 있으므로 먼저 이에 대해 살펴본다.

2.1 직렬 유전알고리즘의 구조

유전알고리즘(Genetic Algorithm: GA)은 1975 년 J. H. Holland[12]에 의해서 제안된 확률적 탐색법으로서 유전적 계승과 다윈의 자연선택 원리를 컴퓨터 알고리즘으로 구현한 최적화 도구이다. 초기의 GA 는 단일 CPU 상에서 직렬로 처리되는 구조를 가지므로, 다수의 CPU 상에서 병렬로 처리되는 구조의 GA 와 구별하기 위해 가끔 직렬 유전알고리즘(Serial genetic algorithm: SGA)으로 불리운다. 여기서는 병렬 GA 의 기본이 되는 SGA 의 원리와 그 구조에 대해 간단히 살펴본다.

2.1.1 염색체의 표현 및 집단의 초기화

GA 를 이용할 때 개체들의 초기집단이 구성되는데 개체들은 잠정적인 해를 의미하며 유전자의 역할을 반영하도록 염색체(Chromosome)로 표현

된다. 염색체의 표현법으로는 이진코딩(Binary coding), 기호코딩(Symbolic coding), 실수코딩(Real number coding) 등이 있는데, 본 논문에서는 염색체의 유전자와 해 벡터 요소를 실수로 일대일 대응시킨 실수코딩[16]을 채택하며, 집단은 무작위법으로 초기화된다.

2.1.2 적합도 평가

GA 는 유전 연산자를 거쳐 매 세대 새로운 집단이 완성될 때마다 개체들의 적합도(Fitness), 즉 적응능력을 평가한다. 적합도는 목적함수로부터 계산되고 이 값의 크기에 따라 다음 세대에서의 재생산 선택 비율이 조정되게 된다. 환경에 대한 적합도는 장점을 의미하고 크면 클수록 더 많은 보상을 받듯이, GA 에서도 적합도가 큰 개체가 더 많은 보상을 받을 수 있도록 고려될 필요가 있다. 그러기 위해서는 적합도 함수는 최대화 문제 형태로 기술되어야 하고 음의 값을 가져서는 안 된다. 따라서 본 연구에서는 적합도 함수는 다음과 같이 목적함수의 적절한 사상을 통해 얻어진다.

$$f_i(k) = -F_i(k) - \gamma \tag{2.1}$$

여기서 $F_i(k)$ 와 $f_i(k)$ 는 각각 i 번째 염색체의 목적함수와 적합도 함수이고, k 는 세대수, γ 는 $f_i(k) \geq 0, \forall k$ 의 관계를 보장해주도록 적절히 선택되는 상수이다.

2.1.3 유전 연산자(Genetic operator)

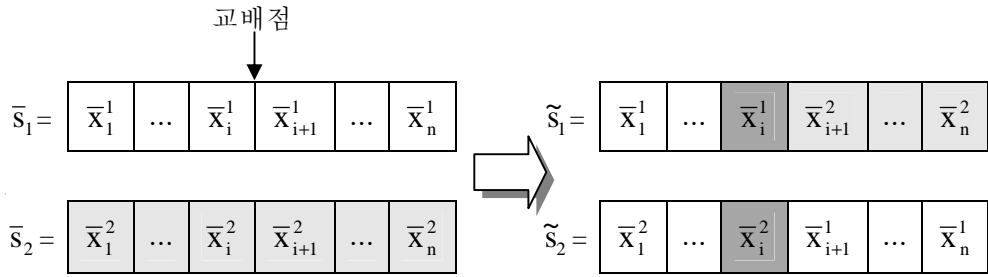
GA 에 있어서 핵심은 자연계의 진화원리를 알고리즘 형태로 모델링한 유전 연산자라고 할 수 있으며, 본 논문에서 다루는 GA 는 기본 유전 연산자로 재생산, 교배, 돌연변이를 채용한다.

(1) 재생산(Reproduction)

재생산은 적자생존(Natural selection)의 원리를 모방하려는 인위적인 메커니즘으로, 적합도값을 기반으로 개체를 선택하여 새로운 집단을 형성하는 과정을 말한다. 재생산을 구현하는 기법으로는 여러 가지가 있으나[22] 본 논문에서는 구배와 유사한 재생산[15]을 사용한다. 이 연산자는 개체들의 복제를 가급적 피하면서 집단을 최적 개체쪽으로 유도하는 방향으로 동작한다.

(2) 교배(Crossover)

교배는 탐색공간상의 새로운 점을 찾기 위하여 교배급원으로부터 임의로 어버이 염색체를 선택하고, 교배점을 선정한 다음 이 점에서 절단된 염색체 일부를 서로 교환 결합함으로써 자손들을 생성하게 된다. 이러한 연산과정은 생성된 자손의 수가 집단의 크기와 같을 때까지 반복하게 된다. 교배 연산자로는 단순교배(Simple crossover), 산술적 교배(Arithmetical crossover), 플랫교배(Flat crossover)등이 있고, 본 논문에서는 단순교배와 산술적 교배를 결합한 수정단순교배[22]를 사용하였다. 이 연산자는 교배점의 요소를 일차결합 형태로 변경하고, 교배점 이후의 요소들을 서로 교환하여 자손을 생산하게 된다.



만약 교배점을 i 라 하면 이점의 요소는 다음 식으로 계산된다.

$$\tilde{x}_i^1 = \lambda \bar{x}_i^1 + (1 - \lambda) \bar{x}_i^2 \quad (2.2a)$$

$$\tilde{x}_i^2 = \lambda \bar{x}_i^2 + (1 - \lambda) \bar{x}_i^1 \quad (1 \leq i \leq n) \quad (2.2b)$$

여기서 \bar{x}_i^1 , \bar{x}_i^2 는 교배급원에서 선택되어진 어버이 염색체의 유전자(요소)이고, \tilde{x}_i^1 , \tilde{x}_i^2 는 교배된 자손 염색체의 유전자이다. λ 는 염색체마다 아니면 각 요소마다 독립적으로 결정될 수 있는 난수이다.

(3) 돌연변이(Mutation)

모의진화가 진행되는 동안 재생산과 교배는 집단을 더욱 강하게 해주지만, 이로 인하여 염색체들은 서로 닮아가게 되고 유전자의 다양성 결핍으로 인해 지역해(Local solution)나 사점(Dead corner)에 빠지게 된다. 이러한 원하지 않는 해로부터 벗어나기 위한 메커니즘으로 염색체 내 임의의 요소를 확률적인 방법에 의해 변형시키는 것이 돌연변이이다. 이렇게 함으로써 초기 세대에서 모든 염색체의 특정 비트가 고정되는 것을 방지해주고 또한 탐색영역을 확대해주기도 한다. RCGA 에서 채택하고 있는 돌연변이 연산자로는 균등 돌연변이(Uniform mutation), 경계 돌연변이(Boundary mutation), 동적 돌연변이(Dynamic mutation)[22] 등이 있

으며, 본 논문에서는 세대의 증가에 따라 전역탐색 영역을 좁혀가는 동적 돌연변이를 사용하였다. 돌연변이에 의해 임의의 k 세대는 다음의 진화과정을 거친다.

$$x_j = \begin{cases} \tilde{x}_j + \Delta(k, x_j^{(U)} - \tilde{x}_j), & \text{if } \tau = 0 \\ \tilde{x}_j - \Delta(k, \tilde{x}_j - x_j^{(L)}), & \text{if } \tau = 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

여기서 \tilde{x}_j 는 교배 연산을 거친 염색체내에서 돌연변이 확률에 의해 선택된 j 번째 요소이다. $x_j^{(L)}, x_j^{(U)}$ 는 j 번째 염색체 요소의 하한값, 상한값이고, τ 는 0 또는 1 에서 둘 중 하나를 취하는 난수이다. 이때 $\Delta(k, y)$ 는 다음의 함수가 이용되었다.

$$\Delta(k, y) = y \cdot r \cdot \left(1 - \frac{k}{T}\right)^v \quad (2.4)$$

여기서 r 은 0 과 1 사이의 실수 난수이고, T 는 최대 세대수이며, v 는 사용자에게 의해 정의되는 매개변수이다. 이 연산자의 특징은 세대초기에는 전체 탐색공간에 대해 균등한 확률로 전역탐색을 하게 되지만, 세대수가 증가함에 따라 지역적으로 탐색하게 된다.

2.1.4 기타전략

(1) 스케일링 윈도우법(Scaling window scheme)

식 (2.2)에서 γ 는 GA 의 성능에 영향을 주는 요소로서 이를 적응적으로 조정하는 스케일링 문제는 과거의 다수 세대 집단에서 발견되는 목적

함수 값으로 달성될 수 있으며, 사용된 집단의 수를 스케일링 윈도우 W_s 라 한다[17]. 본 논문에서는 $W_s=1$ 을 사용한다. 이는 과거 한 세대 집단에서 발견되는 목적함수의 최소값으로 γ 를 변경한다.

(2) 엘리트 전략

RCGA 의 재생산에서는 최적 개체의 생존을 보장해 주지만, 교배와 돌연변이를 거치는 동안 두 연산자의 확률적 속성 때문에 소멸하는 경우가 발생할 수도 있다. 최적 개체의 소멸은 좋은 유전자를 잃게 되므로 한 세대에서 다음 세대로 최적 개체의 생존을 보장해주기 위한 메커니즘을 엘리트 전략(Elitist strategy)이라 한다. 엘리트 전략은 이전 세대의 최적 개체를 저장하고 있다가 현 세대의 마지막 단계에서 최적 개체가 소멸된 것이 확인되면, 현 세대의 가장 약한 개체 또는 임의로 선택된 개체를 저장된 최적 개체와 교환함으로써 집단 내에서 가장 강한 개체가 다음 세대로 변경되지 않고 전달되는 것을 보장한다.

2.1.5 정지조건

집단이 모의진화를 거듭하면서 해 쪽으로 수렴해갈 때 언제 정지할 것인지를 결정하는 것은 대단히 중요하다. 자주 이용되는 한 방법은 현재의 세대 또는 반복횟수가 미리 지정한 값(최대 세대수)에 도달하면 정지하는 것이다. 개체군이 해 가까스로 수렴해가면 개체들의 대부분은 한 세대에서 다음 세대로 아무런 변경없이 생존해간다. 이 경우에는 모든 개체들의 적합도를 평가할 필요가 없게 되고, 지정한 세대에 도달하면 종료한다. 그림 2.1은 SGA 의 구조를 보여주고 있다.

```

Serial_Genetic_Algorithm()
{
    K= 0;
    Initialize a population P(k);
    Evaluate the individuals in P(k);
    While(not maximum generation)
    {
        k= k+1;
        Reproduce P(k) from P(k-1);
        Crossover and mutate P(k);
        Evaluate the individuals in P(k);
        Apply the elitist strategy;
    }
}

```

그림 2.1 직렬 GA 의 구조

Fig. 2.1 Structure of the SGA

2.2 유전알고리즘의 병렬화

최적화 문제 해결에 GA 를 적용할 때 고려해야 할 두 가지 사항은 집단
의 다양성 유지와 연산부담이다. 이 둘 사이에서는 적절한 타협이 요구
된다. 작은 집단을 취하면 연산시간은 짧아지지만 해를 탐색하지 못하는
경우가 발생되고, 반대로 큰 집단을 취하면 다양성의 확대로 더 좋은 해
를 찾을 수 있지만 계산량이 급격히 증가하게 된다. 계산량은 또 입력

변수의 규모에 비례해서 늘어난다. 이러한 문제는 연산의 일부를 다수의 프로세서가 분담하여 동시에 실행하거나, 다수의 프로세서가 각자 직렬 GA 를 독립적으로 실행하고 주기적으로 이들 간에 정보를 교환하게 되면 효율개선이 가능하다. 여기서는 GA 의 병렬화에 대해 알아본다[18].

2.2.1 이주모델 구조의 병렬화

GA 의 병렬화는 세 가지 방법, 즉 전역모델, 이주모델, 확산모델로 달성될 수 있으며, 전역모델은 전체 집단을 단일 육종 단위로 취급하고 GA 가 가지고 있는 본래의 알고리즘적인 병행을 이용함을 목적으로 한다. 이주모델은 집단의 수개의 지역집단(Local population) 또는 부집단(Subpopulation)으로 나누고, 각 집단은 기존의 SGA 제어 아래 독립적으로 다른 진화과정을 겪게 되는 육종 단위로 취급된다. 좋은 유전자가 증식되는 것을 돕기 위하여 개체들은 시시각각으로 지역집단 사이를 이주한다. 확산모델은 각 개체를 하나의 분리된 육종 단위로 간주하고 한정된 영역 내에서 선택된 개체들과 교배하게 된다. 본 논문에서는 이주모델 형태의 PGA 를 구현하기로 한다. 이주모델(Migration model)은 큰 집단을 소규모, 다소 덜 격리된 지역집단으로 나눔으로써 자연계에서 섬모델을 흉내 내고 있다.

2.2.2 이주방법

PGA 는 하나의 큰 집단을 다루는 SGA 에 비해 상대적으로 여러 개의 작은 집단을 다루게 되므로 여기서 일어날 수 있는 유전적 부동을 막아주기 위하여 집단 간에 유전자 교류(Gene flow)가 충분히 일어나도록 이

주자를 서로 주고받게 된다. 이때 발생하는 주요 관점으로는 다음과 같다[19-21].

- 이주할 집단의 결정
- 이주빈도(Migration frequency) 또는 이주주기의 결정
- 이주률(Migration rate) 또는 이주할 개체들의 수
- 이주할 개체들의 선택
- 교체될 개체들의 선택

특히 자연계에서 이주방법으로 섬모델, 징검다리모델, 거리에 의한 격리 모델 3 가지가 있듯이, 인위계에서도 완전네트워크(Complete net topology), 링구조(Ring topology), 이웃이주구조(Neighborhood migration topology) 3 가지 모델이 있다. 본 논문에서는 링구조를 고려한다. 링구조는 어느 한 방향으로 인접한 집단끼리만 개체들이 전달되는 방법이다. 그림 2.2 는 링구조의 예를 보여주고 있다. 이주자의 선택은 완전네트워크와 유사하게 구현되나 인접 집단끼리만 개체들을 교환하게 되며, 이주방법은 다음 절차와 같은 단계를 통해 개체들을 이주하게 된다.

단계 1: 어느 한 지역집단으로부터 이주할 만큼의 개체들을 선택한다.
개체선택은 일반적으로 적합도에 기초한다.

단계 2: 이들을 이주할 인접집단에서 무작위적으로 선택되거나 아니면 적합도가 작은 개체들과 교환한다.

단계 3: 모든 지역집단에서 개체이주가 완성될 때까지 단계 1-3 을 반복한다.

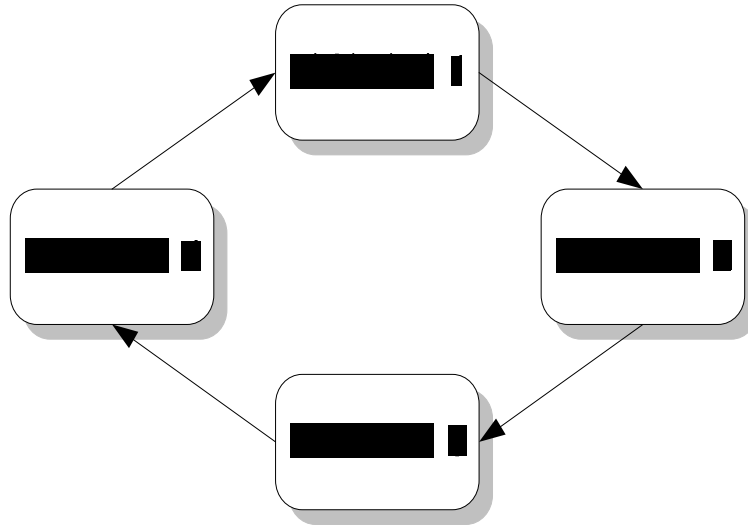


그림 2.2 링구조

Fig. 2.2 Ring topology

2.3 PPGA 의 구현

PGA 는 다봉의 탐색공간을 가지거나 다수의 목적함수를 최적화하는 문제에 직렬 GA 보다 더 효과적이며, 직렬 GA 에 비해 목적함수의 평가가 적음에도 불구하고 해를 더 빨리 찾을 수 있는 것으로 알려져 있다. 비록 단일 CPU 컴퓨터에서도 PGA 를 직렬로 구현한 것이 직렬 GA 보다도 성능이 더 좋다. PGA 의 구현은 최적해를 찾는데 있어서 선형적으로 처리속도를 높이기 위하여 여러 개의 병렬 프로세스를 동시에 사용하는 것이 효과적이지만 본 연구에서는 하드웨어 제약상 단일 CPU 컴퓨터에서 구동되는 의사병렬 유전알고리즘(Pseudo parallel genetic algorithm: PPGA)을 고려한다. PPGA 는 이주모델(섬모델)을 기반으로 하고 앞에서 살펴본 직렬 GA 에서 사용하였던 재생산, 교배, 돌연변이 연산자와 전략을 사용

한다. 따라서 PPGA 의 구조는 다수의 직렬 GA 가 병렬로 결합된 것으로 생각할 수 있으며 각 부집단은 이주빈도(고립시간)동안 독립적으로 진화해 가다가 서로 간에 이주자를 교환한다. 이러한 과정은 주기적으로 일어난다. 그림 2.3 은 본 논문에서 사용하는 PPGA 의 구조를 보여주고 있다.

PPGA 구현 시 부 집단의 수, 각 집단의 크기, 이주빈도, 이주률, 개체 이주방법, 이주할 개체와 교체될 개체들의 선택 등 몇 가지 사항들이 고려되어야 한다. 일반적으로 이들은 경험과 실험을 기초로 해서 결정된다. 이주빈도나 이주률이 너무 높으면 부집단들의 유전적 다양성이 줄어들고, 반대로 너무 낮으면 지역해로 조기 수렴해가는 문제점이 발생한다.

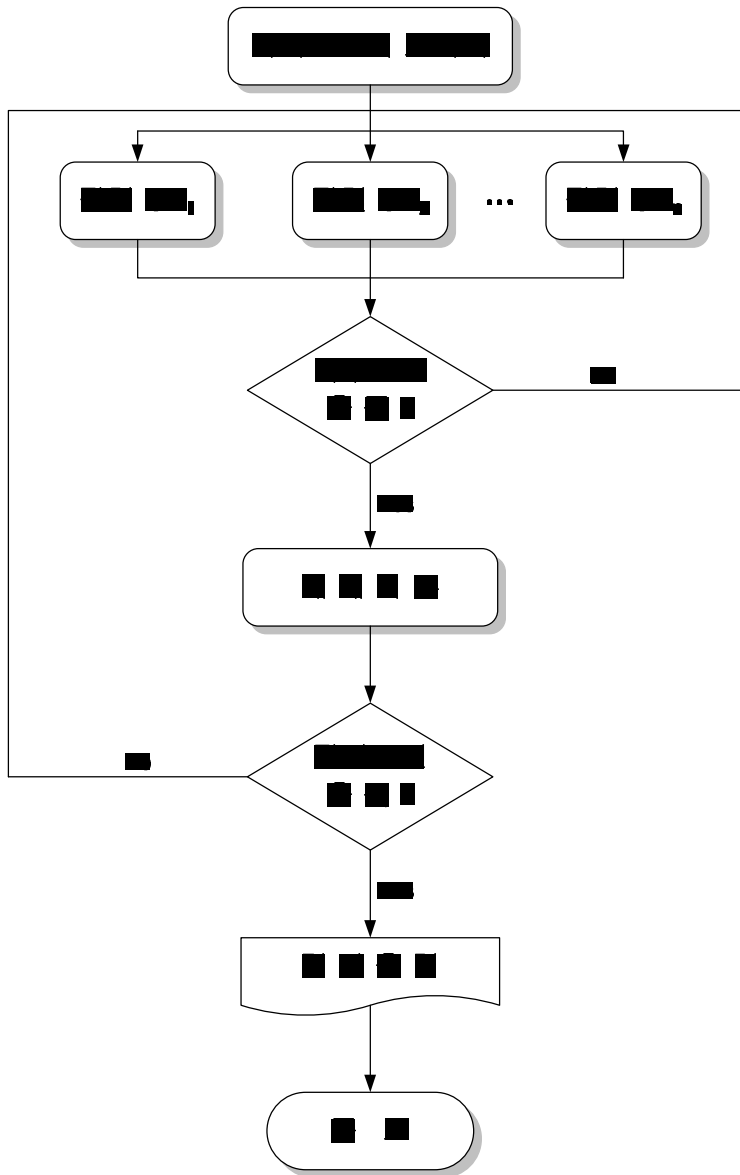


그림 2.3 PPGA 의 구조

Fig. 2.3 Structure of the PPGA

제 3 장 이산시간 시스템의 파라미터 추정

동적 시스템의 식별은 모델링과 파라미터 추정 두 단계로 구분된다. 모델링은 시스템의 구조(차수 포함)를 정의하는 것이고, 파라미터 추정은 정의된 구조의 시스템으로부터 파라미터 값을 얻는 과정을 말하며[22], 이때 관측된 입출력 데이터를 이용하게 된다. 이 장에서는 이산시간 시스템의 파라미터를 추정하는 문제를 다룬다.

3.1 제어대상 시스템의 표현

최근 디지털 컴퓨터와 마이크로 프로세서 기술의 발전에 힘입어 기존의 아날로그 제어를 디지털 제어기로 대체하려는 노력들을 볼 수 있다. 이와 같이 아날로그 제어를 디지털화 함으로써 소프트웨어의 변경을 통한 다양한 형태의 제어가 가능하고, 통신을 통한 원격제어가 가능하고, 하나의 제어기로 여러 제어대상을 동시 제어할 수 있으며, 유지보수가 다소 편리한 이점이 있다.

그림 3.1 은 전형적인 출력 피이드백 디지털 제어 시스템을 보여주고 있다.

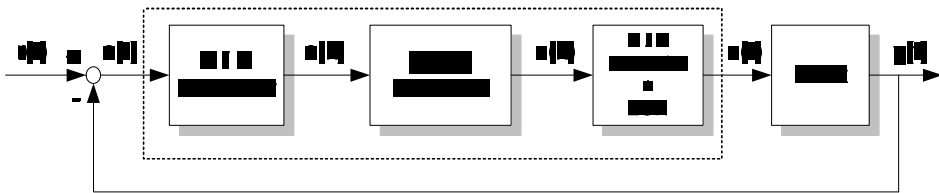


그림 3.1 출력 피이드백 디지털 제어 시스템

Fig. 3.1 Output feedback digital control system

그림에서 알 수 있듯이 기존의 아날로그 제어기를 디지털로 대체하기 위해서는 입출력 단에 신호 변환이 필수적이다. 디지털 제어기는 디지털(이진) 신호만을 입력받아 처리할 수 있으므로 연속신호를 이산화해주는 Analog-to-digital 변환기(A/D converter)가 필요하며, 다시 디지털 제어기에서 처리된 이산신호는 Digital-to-analog 변환기(D/A converter)와 Hold circuit 를 통해 연속신호로 변환되어야만 제어대상에 사용될 수 있다.

위의 블록선도는 다시 그림 3.2 와 같이 이산 입출력 신호를 갖는 구조로 변환될 수 있는데, 이 시스템에서 제어대상은 크게 점선 부분으로 확대되며, 이는 연속시간 제어대상으로 이산시간 모델로 표시될 필요가 있다.

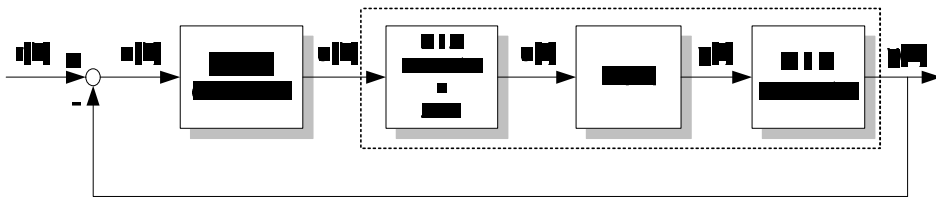


그림 3.2 등가 디지털 제어 시스템

Fig. 3.2 Equivalent digital control system

만약 연속시간 시스템의 제어대상과 ZOH 의 전달함수가 각각 다음과 같다고 하자.

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)e^{-Ls} \quad (3.1a)$$

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-hs}}{s} \quad (3.1b)$$

여기서 $U(s)$ 와 $Y(s)$ 는 각각 제어대상의 입력과 출력이고, L 은 시간지연을 뜻한다. 이로부터 이산시간 방정식은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} G(z^{-1}) &= z^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} z^{-d} \\ &= \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d} \end{aligned} \quad (3.2a)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \quad (3.2b)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m} \quad (3.2c)$$

여기서 z^{-1} 는 후방차분 연산자로서 $y(k-1) = z^{-1}y(k)$ 의 관계를 가지며, $t = k \cdot h$ 이며, d 는 시간지연 L 을 h 로 나눈 정수값으로써 $L \approx d \cdot h$ 의 관계를 가지며, n 과 m 은 다항식 $A(z^{-1})$ 와 $B(z^{-1})$ 의 차수이다.

3.2 제어대상 시스템의 모델

앞에서도 언급하였듯이 적절한 변환을 이용하면 연속시간 시스템으로부터 다음과 같은 이산시간 ARX 모델을 얻는 것이 가능하다.

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-d) + v(k) \quad (3.3a)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \quad (3.3b)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m} \quad (3.3c)$$

여기서 $u(k)$, $y(k)$ 와 $v(k)$ 는 각각 모델의 입력, 출력, 잡음이고 $v(t)$ 는 백색잡음인 것으로 간주한다. 또 식 (3.3)의 시스템은 안정하고 최소위상 시스템이며, 두 다항식 $A(z^{-1})$ 와 $B(z^{-1})$ 은 서로소인 것으로 가정한다.

시스템 파라미터 추정에 GA 를 이용할 때 사용되는 모델은 실제 시스템과 선형관계를 갖지 않아도 되므로 편의상 식(3.4)로 주어지는 즉, 2 차 (1 차)항의 곱으로 표시되는 다항식을 이용하고 그 파라미터를 직접 추정한다.

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-d)+v(k) \quad (3.4a)$$

$$A(z^{-1}) = (1+\alpha_1z^{-1}+\beta_1z^{-2}) (1+\alpha_2z^{-1}+\beta_2z^{-2}) \cdots (1+\alpha_{n'}z^{-1}+\beta_{n'}z^{-2}) \quad (3.4b)$$

$$B(z^{-1}) = b_0(1+\gamma_1z^{-1}+\delta_1z^{-2}) (1+\gamma_2z^{-1}+\delta_2z^{-2}) \cdots (1+\gamma_{m'}z^{-1}+\delta_{m'}z^{-2}) \quad (3.4c)$$

위 식에서 n 과 m 이 짝수이면 각각 $n' = n/2$, $m' = m/2$ 이고, 홀수이면 $n' = (n+1)/2$, $m' = (m+1)/2$ 가 되고 동시에 $\beta_{n'} = 0$, $\delta_{m'} = 0$ 이 된다.

3.3 파라미터의 추정

GA 가 주어진 탐색구간 내에서 모델의 파라미터를 조정하게 될 때 안정성이 요구된다. 식 (3.4)의 시스템이 안정하기 위해서는 2 차식으로 표시되는 특성방정식

$$D(z^{-1}) = 1+ \alpha_i z^{-1} + \beta_i z^{-2} = 0, \quad i \in [1, n'] \quad (3.5)$$

들이 모두 안정한 근을 가져야 한다. Jury 의 안정성 테스트를 적용하면 다음 두 조건

$$1-\beta_i^2 > 0 \quad (3.6a)$$

$$(1-\beta_i)[(1+\beta_i)^2 - \alpha_i^2] / (1+\beta_i) > 0 \quad (3.6b)$$

이 만족되면 근 들은 z 평면상의 단위 원 안에 존재하게 된다. 위의 조건을 다시 정리하면

$$\beta_i < 1 \quad (3.7a)$$

$$\beta_i > |\alpha_i| - 1, \quad i \in [1, n'] \quad (3.7b)$$

가 된다. 따라서 2차 형식으로 표시되는 다항식의 안정한 영역은 α_i, β_i 평면에서 그리면 그림 3.3 과 같다.

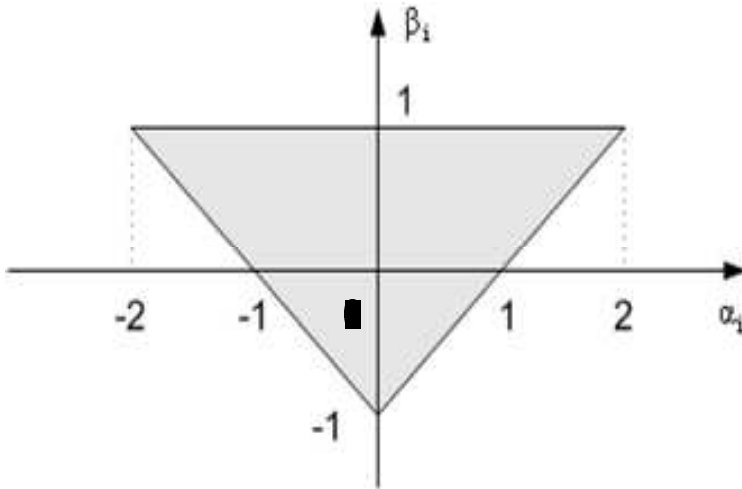


그림 3.3 2차 시스템의 안정영역

Fig. 3.3 Stability domain for the 2nd-order model

본 논문에서는 시스템으로부터 주어진 계측되는 입출력 신호 $\{u(k), y(k)\}$ 를 사용하여 식 (3.4)의 다항식 $A(z^{-1}), B(z^{-1})$ 와 시간지연 d 의 최

적 추정치 $\hat{A}(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1})$, \hat{d} 를 얻는 것이며, 그림 3.4 와 같은 구조의 추정법을 고려하였다.

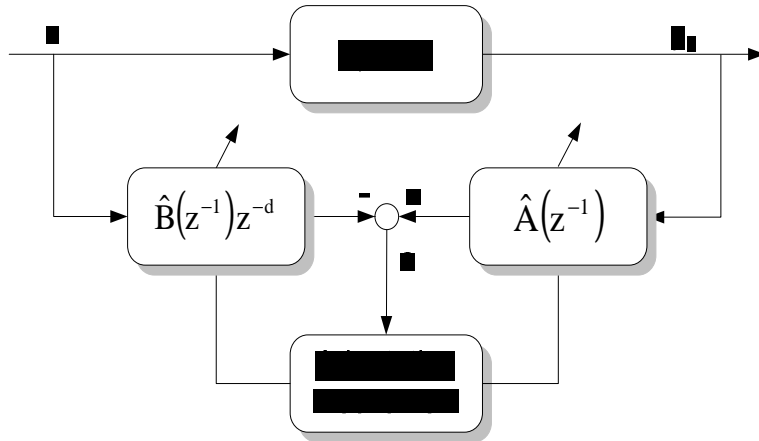


그림 3.4 모델조정 기법

Fig. 3.4 Model adjustment technique

그림에서 보면 적응 메커니즘은 모델과 시스템의 동특성이 일치되도록 모델의 파라미터를 조정하게 되는데 여기에는 다음 목적함수가 정의되고 이용된다.

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^W e^2(k-i) \quad (3.8a)$$

$$e(k) = A(z^{-1})y_p(k) - B(z^{-1})u(k) \quad (3.8b)$$

여기서 $\theta = [b_0, \gamma_1, \delta_1, \dots, \gamma_{m'}, \delta_{m'}, \alpha_1, \beta_1, \dots, \alpha_{n'}, \beta_{n'}]^T$ 는 시스템 파라미터와 시간지연으로 구성되는 벡터이고, W 는 데이터 윈도우이다. 특히, W

는 추정성능에 영향을 주는 요소 중 하나로서 추정치의 정확도와 연산시간 사이에서 적절히 타협되는 매개변수이다. 여기서 적응 메커니즘로는 2장에서 다룬 PPGA를 이용하며 PPGA는 식(3.8)의 목적함수의 값이 최소가 되도록 θ 를 조정해 나간다.

$$\min_{\theta} F(\theta) \quad (3.9)$$

한편 시스템의 모델 파라미터를 추정하기 위해서는 적절한 입력신호와 이에 대응되는 시스템의 출력신호를 알아야만 한다. 더 나은 추정치를 얻기 위해서는 다양한 주파수 성분이 결합된 입력신호를 사용하는 것이 필요하다. 이를 위해 정현파(Sinusoidal) 신호의 조합 또는 PRBS(Pseudo-random binary sequence)를 이용한다[3].

제 4 장 디지털 PID 제어기의 최적동조

이 장에서는 아날로그 PID 제어기로부터 디지털 PID 제어기의 구조를 얻고 앞 장에서 추정된 모델과 기준모델 제어기법(Model reference control technique)[4-6]으로 디지털 PID 제어기의 최적 동조 문제를 다룬다.

4.1 디지털 PID 제어기

디지털 PID 제어기는 아날로그 PID 제어기의 구조로부터 얻을 수 있는데, 산업현장에서 자주 이용되는 아날로그 PID 제어기의 전달함수는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.1)$$

여기서 K_p 는 비례이득, T_i 는 적분시간, T_d 는 미분시간을 의미한다[7]. PID 제어는 세 동작, 즉 비례동작, 적분동작, 미분동작의 선형결합 형태로 되어 있는데 비례제어는 기본적인 제어동작으로서 도달시간을 줄여 주지만 정상상태 오차(Steady-state error)를 제거할 수 없는 단점을 가지고 있으며, 적분제어는 저주파 이득을 크게 하여 정상상태 오차를 제거해 주지만, 부적절한 계수를 사용하게 되면 과도응답이 나빠지게 된다. 미분제어는 차단 주파수 부근에서 위상여유를 늘리고 제동 효과를 높여

춤으로써 오버슈트(Overshoot)를 줄이고 과도응답을 개선하며, 오차에 대한 예측동작을 가지고 있어 시스템의 안정도를 증가시키지만 잡음에 대한 민감한 반응으로 인해 오동작을 일으키는 단점을 가지고 있다.

이와 같이 잡음에 대한 민감성을 보완할 필요가 있을 때는 필터효과를 가미한 다음과 같은 구조의 제어기 전달함수가 이용된다. 본 논문에서도 이와 같은 형을 이용한다.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right) \quad (4.2)$$

여기서 $\frac{T_d}{N}$ 는 미분동작의 필터링 효과를 주는 요소이고, N 은 최대미분이득(Maximum derivative gain)으로 고주파 성분에 대하여 미분이득이 N 으로 제한되며, N 이 T_d 에 비해 상대적으로 클 경우에는 기존의 전달함수와 같은 구조를 갖게 된다.

식 (4.2)로부터 디지털 PID 제어기를 얻기 위해서는 이산화 작업이 필요한데, 여러 가지 방법이 이용될 수 있다[10-11]. 이산화 방법으로 쌍선형 변환(Bilinear Transformation)을 적용하면 다음과 같이 표현 가능하다.

$$s = \frac{2}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.3)$$

앞장에서도 언급하였듯이 h 는 샘플링 시간이고, z^{-1} 는 후향 차분 연산자이다.

식 (4.2)을 정리하면 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= \frac{N(s)}{D(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{NT_d s}{N + T_d s} \right) \\
 &= K_p \left[\frac{N + (NT_i + T_d)s + T_i T_d (1 + N)s^2}{NT_i s + T_i T_d s^2} \right] \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

그리고 식 (4.3)을 식(4.4)에 대입하면 그 결과는 다음 식으로 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned}
 D(z^{-1}) &= \frac{2NT_i}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + \frac{4T_i T_d}{h^2} \frac{(1 - z^{-1})^2}{(1 + z^{-1})^2} \\
 &= \frac{2T_i(Nh + 2T_d) - 8T_i T_d z^{-1} + 2T_i(2T_d - Nh)z^{-2}}{h^2(1 + z^{-1})^2} \\
 N(z^{-1}) &= K_p \left\{ N + \frac{2(NT_i + T_d)}{h} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + \frac{4T_i T_d (1 + N)}{h^2} \frac{(1 - z^{-1})^2}{(1 + z^{-1})^2} \right\} \\
 &= K_p \{ [Nh^2 + 2h(NT_i + T_d) + 4T_i T_d (1 + N)] \\
 &\quad + [(2Nh^2 - 8T_i T_d (1 + N)]z^{-1} \\
 &\quad + [Nh^2 - 2h(NT_i + T_d) + 4T_i T_d (1 + N)]z^{-2} \} / h^2(1 + z^{-1})^2 \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

이 결과로부터 이산시간 디지털 PID 제어기의 일반 식은 다음과 같이 정의할 수 있으며,

$$G_c(z^{-1}) = \frac{U(z^{-1})}{E(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.6)$$

여기서 b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 는 다음과 같이 정의된다.

$$b_0 = K_p \left[\frac{\{ Nh^2 + 2h(NT_i + T_d) + 4T_i T_d(1 + N) \}}{2T_i(Nh + 2T_d)} \right] \quad (4.7a)$$

$$b_1 = K_p \left[\frac{Nh^2 - 4T_i T_d(1 + N)}{T_i(Nh + 2T_d)} \right] \quad (4.7b)$$

$$b_2 = K_p \left[\frac{Nh^2 - 2h(NT_i + T_d) + 4T_i T_d(1 + N)}{2T_i(Nh + 2T_d)} \right] \quad (4.7c)$$

$$a_1 = -\frac{4T_d}{Nh + 2T_d} \quad (4.7d)$$

$$a_2 = \frac{T_d - Nh}{Nh + 2T_d} \quad (4.7e)$$

이로부터 이산시간 디지털 PID 제어기의 입출력 관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u(k) = -a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) + b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) \quad (4.8)$$

4.2 PPGA 와 기준모델 제어기법을 이용한 최적동조

이 절에서는 앞 장에서 추정된 모델과 PPGA 를 이용하여 이산시간 PID 제어기의 계수를 최적으로 동조하기 위한 기준모델에 관한 문제를 다룬다.

4.2.1 기준모델

주어진 입력에 대하여 전체 폐루프 시스템이 원하는 출력을 만들어 내도록 적절한 모델을 선정하는 것은 시스템의 성능을 규정짓는 유용한 방법 중의 하나이다. 기준모델 제어시스템에서는 이러한 모델을 선정하여 기준모델의 출력과 전체 시스템의 출력을 비교하여 그 차이를 이용하여 제어기의 계수를 계산하게 된다. 제어기의 계수는 가급적 두 응답이 가까워 지도록 계산된다.

일반적으로 선택되는 모델은 제어 시스템과 환경에 따라 다양한 형태를 가질 수 있으나, 과감쇠 시스템(Overdamped system)에서는 식 (4.7a)과 같은 시간지연을 갖는 표준 1 차 시스템, 부족감쇠 시스템(Underdamped system)에서는 식 (4.7b)의 시간지연을 갖는 표준 2 차 시스템이 자주 이용된다.

$$G_m(s) = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{e^{-Ts}}{1+Ts} \quad (4.9a)$$

$$G_m(s) = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2 e^{-\tau s}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.9b)$$

여기서 r 과 y_m 은 각각 기준모델의 입력과 출력, T 는 시정수, ζ 는 감쇠 계수, ω_n 는 고유각 주파수, τ 는 시간지연을 의미한다.

이들은 단위 이득을 가지는 모델 식으로서 요구되는 시스템의 성능, 즉 도달시간(t_r), 정정시간(t_s), 오버슈트(M_p) 등은 T , ζ 및 ω_n 의 선택에 따라 달라진다. 2차 시스템의 경우에는 샘플링 시간과 관련하여

$$0.25 < \omega_n h < 1.5 \quad (4.10a)$$

$$0.7 \leq \zeta \leq 1 \quad (4.10b)$$

범위 내에서 선택되도록 권고하고 있다[3]. 만약 시스템 자체에 시간지연이 없을 경우에는 위의 모델에 시간지연 요소를 제거하면 된다.

본 논문에서 사용할 식 (4.9)를 이산시간 모델로 표시하면 다음과 같다.

$$G_m(z^{-1}) = \frac{Y_m(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{D(z^{-1})}{C(z^{-1})} z^{-v} \quad (4.11a)$$

여기서 다항식 $C(z^{-1})$, $D(z^{-1})$ 의 차수와 계수는 식 (4.9)와 이산화 방법에 따라 적절히 결정되고, $v \doteq \tau/h$ 관계를 갖는 정수이다.

4.2.2 PPGA 를 이용한 PID 제어기의 최적동조

PID 제어기의 계수를 동조하는 방법으로는 여러 가지가 있다[7-10]. 이들은 대개 경험을 바탕으로 하고 있는데, 본 논문에서는 앞 장에서 언급한 PPGA 와 추정된 모델을 이용하여 PID 제어기의 계수를 최적 동조하게 된다. 그림 4.3 은 본 논문에서 이용하는 PID 제어기의 계수를 최적 동조하기 위한 블록선도이다.

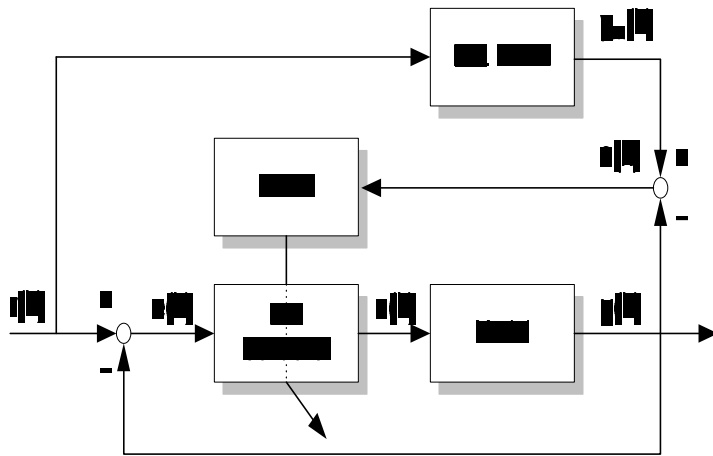


그림 4.3 PPGA 를 이용한 PID 제어기의 최적동조

Fig. 4.3 Optimal tuning of the PID controller using the PPGA

기준모델 출력과 폐회로 시스템 출력과의 차이를 $e(k)$ 라 하면

$$e(k) = y_m(k) - y(k) \quad (4.13a)$$

$$y_m(k) = \frac{D(z^{-1})}{C(z^{-1})} z^{-v} r(k) \quad (4.13b)$$

$$y(k) = \frac{T(z^{-1})B(z^{-1})z^{-v}}{S(z^{-1})A(z^{-1}) + T(z^{-1})B(z^{-1})z^{-v}} r(k) \quad (4.13c)$$

PPGA 는 모델의 출력과 모델의 출력의 차가 최소가 되도록, 즉 다음 목적 함수가 최소가 되도록 디지털 PID 제어기의 계수를 조정하게 된다.

$$F(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{i=0}^W e^2(k-i) \quad (4.14)$$

여기서 $\boldsymbol{\theta}$ 는 디지털 PID 제어기의 계수로 구성되는 벡터이고, W 는 데이터 윈도우이다.

제 5 장 시뮬레이션 및 결과검토

이 장에서는 모델 조정기법과 PPGA 를 이용하여 시스템의 이산시간 모델의 파라미터를 추정하고, 추정한 모델을 기반으로 기준모델 제어기법과 PPGA 를 이용하여 디지털 PID 제어기의 동조하는 시뮬레이션을 실시하고 그 결과를 검토한다.

5.1 이산시간 모델의 파라미터 추정

먼저 모델조정기법과 PPGA 를 이용하여 시스템의 이산시간 모델의 파라미터를 추정하는 모의실험을 실시하였다. 추정 문제에 적응자로 사용한 PPGA 의 매개변수로 지역집단의 수 4, 집단의 크기 10, 재생산 계수 $n_i = 1.7(1 \leq i \leq 10)$, 교배확률 $P_c = 0.9$, 돌연변이 확률 $P_m = 0.1$, 스케일링 윈도우 $W_s = 1$ 이 사용되었고, 고립시간은 10 세대로 하였다.

5.1.1 시스템 I (시간지연이 없는 경우)

제어대상으로 다음과 같이 표현되는 시간지연이 없는 연속시간 시스템을 고려하였다[11].

$$G_p(s) = \frac{K}{s(1+Ts)} \quad (5.1)$$

단, $K= 1$, $T= 10[\text{sec}]$

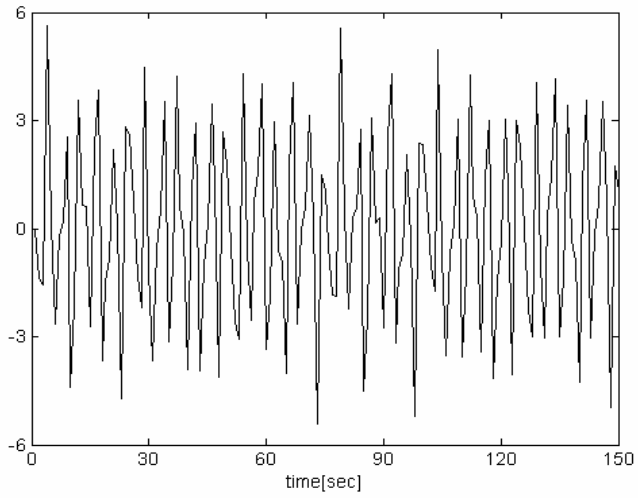
입력 단에 ZOH 를 결합한 이 시스템을 이산화하면 이산시간 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (5.2)$$

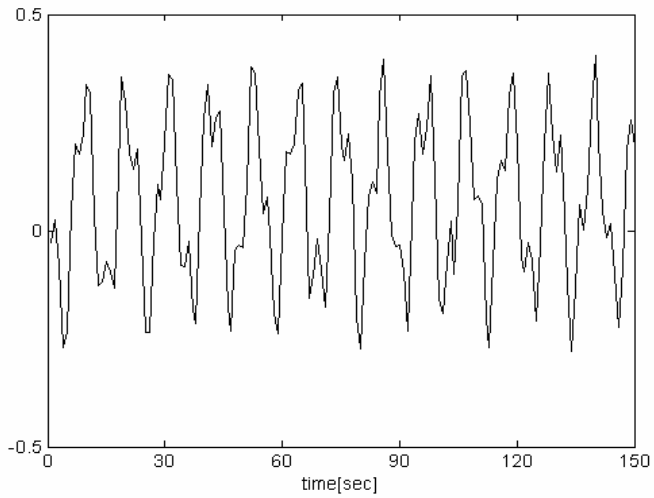
샘플링 시간을 $h= 1[\text{sec}]$ 로 했을 경우의 파라미터는 $b_0= 0$, $b_1= 0.048374$, $b_2= 0.046788$, $a_1= -1.904837$, $a_2= 0.904837$ 의 값을 갖게 된다. 이 문제에서는 식 (5.2)를 조정모델로 해서 4 개의 파라미터 b_1 , b_2 , a_1 , a_2 가 추정된다. 각 파라미터들의 탐색 구간은 $-1 \leq b_1, b_2 \leq 1$, $-2 \leq a_1 \leq 2$ 로 하였고, a_2 는 식 (3.7)를 만족하도록 조정된다.

한편 입력으로 시스템의 차단주파수 ω_c 부근의 주파수 성분이 포함되도록 다음과 같은 정현파 신호를 사용하였다. 그림 5.1 은 입출력 신호를 그린 것이며, 이 때 출력 y 는 $N/S= 5[\%]$ 인 백색잡음이 부과되는 환경에서 계측되는 것으로 간주하였다.

$$u(k) = 1.5\sin(0.23\omega_c k) + 2\sin(\omega_c k) + 3\sin(1.9\omega_c k) \quad (5.3)$$



(a) 입력



(b) 출력

그림 5.1 시스템 I 에 대한 입출력 신호

Fig. 5.1 Input and output signals for system I

일반적으로 GA 로부터 얻어지는 추정치의 정도는 초기집단의 선택에 좌우되므로 이를 배제하기 위하여 예제에서는 독립된 seed 로 각 10 회 모의실험을 행하고, 여기서 얻은 결과를 평균하여 추정치로 사용하였다. 모의실험 결과 추정치와 그 때의 표준편차를 구한 것이 표 5.1 과 같다.

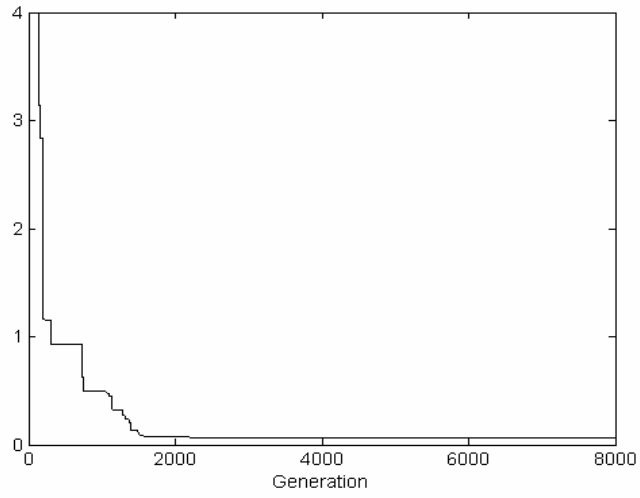
표 5.1 시스템 I 에 대한 파라미터 추정 결과

Table 5.1 Estimation results for system I

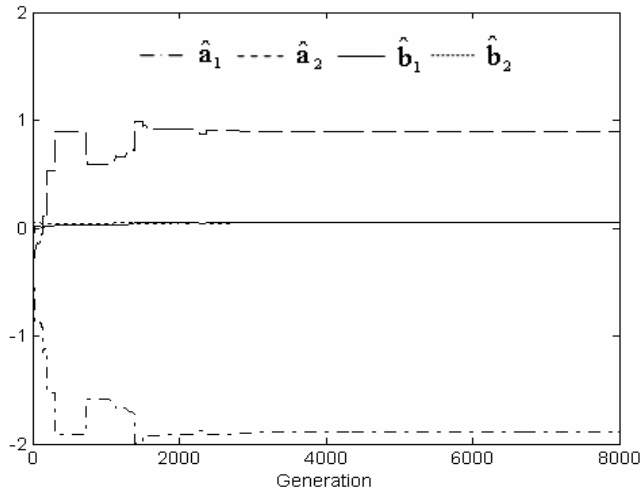
System parameters			
True		Estimated	
b_1	0.048374	\hat{b}_1	$0.0487 \pm 0.9329 \times 10^{-3}$
b_2	0.046788	\hat{b}_2	$0.0465 \pm 0.9465 \times 10^{-3}$
a_1	-1.904837	\hat{a}_1	$-1.8984 \pm 5.1724 \times 10^{-3}$
a_2	0.904837	\hat{a}_2	$0.8984 \pm 5.2522 \times 10^{-3}$

표에서 알 수 있듯이 추정된 파라미터의 값은 시스템의 실제 파라미터 값에 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 5.2 은 PPGA 의 최적성능과 파라미터 추정의 한 예를 보여주고 있으며, 그림 5.2(a)는 목적함수의 수렴과정을, 그림 5.2(b)는 모델의 파라미터 b_1 , b_2 , a_1 , a_2 를 탐색하는 과정을 그린 것이다.



(a) 목적함수



(b) 파라미터

그림 5.2 시스템 I의 파라미터 탐색추정

Fig. 5.2 Parameter estimation of system I

5.1.2 시스템 II (시간지연이 있는 경우)

다음은 제어대상으로 아래와 같은 시간지연 요소가 있는 2 차 시스템을 고려하였다[11].

$$G_p(s) = \frac{K(1-T_1s)e^{-Ls}}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad (5.4)$$

단, $K= 1$, $T_1= 4[\text{sec}]$, $T_2= 10[\text{sec}]$, $L= 1[\text{sec}]$

ZOH 와 결합된 시스템을 이산화하면 다음과 같은 이산시간 시스템을 얻을 수 있는데, 이를 조정모델로 이용하였다.

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad (5.5)$$

샘플링 시간을 $h= 1[\text{sec}]$ 로 했을 경우의 파라미터는 $b_0= 0$, $b_1= -0.072886$, $b_2= 0.093936$, $a_1= -1.683638$, $a_2= 0.704688$, $d= 1$ 의 값을 갖게 된다.

이 문제에서는 5 개의 파라미터 b_1 , b_2 , a_1 , a_2 , d 가 추정된다. 각 파라미터들의 탐색 구간은 $-1 \leq b_1, b_2 \leq 1$, $-2 \leq a_1 \leq 2$ 로 하였고, a_2 는 식 (3.7) 를 만족하도록, 시간지연 파라미터의 탐색구간은 $0 \leq d \leq 4$ 로 하였다. 여기서는 입력 신호로 PRBS[3]를 이용하였으며, 역시 출력 y 는 $N/S= 5[\%]$

인 백색잡음이 부과되었다. 이 때 시스템의 입출력 신호는 그림 5.3 과 같다.

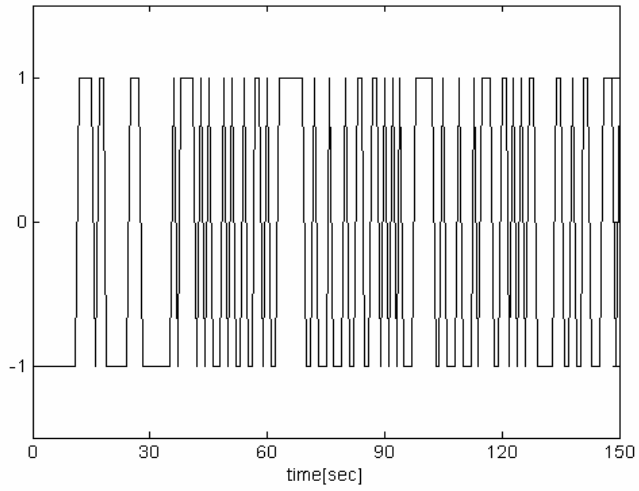
실험방법은 앞의 예제와 동일하며 여기서도 초기집단의 선택에 대한 영향을 최소화하기 위해 독립된 seed 로 각 10 회의 모의실험을 행하고 평균하여 추정치로 하였으며, 추정치와 표준편차는 표 5.2 와 같다.

표 5.2 시스템 II 에 대한 파라미터 추정 결과

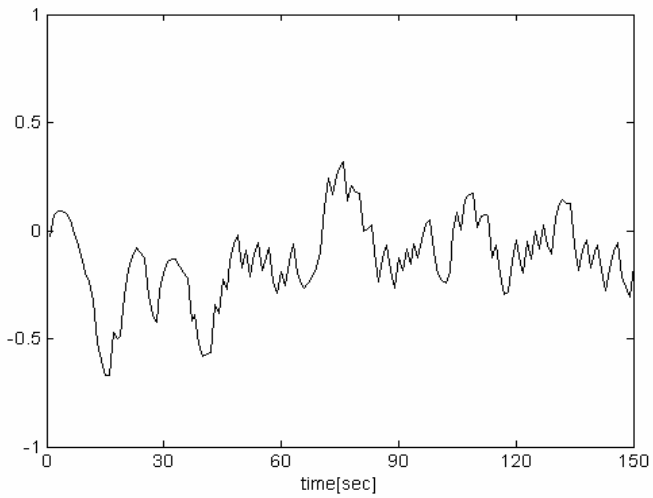
Table 5.2 Estimation results for system II

System parameters			
True		Estimated	
b_1	-0.072886	\hat{b}_1	$-0.0744 \pm 0.3285 \times 10^{-2}$
b_2	0.093936	\hat{b}_2	$0.0951 \pm 0.4166 \times 10^{-2}$
a_1	-1.683638	\hat{a}_1	$-1.6935 \pm 5.3126 \times 10^{-2}$
a_2	0.704688	\hat{a}_2	$0.7219 \pm 4.2749 \times 10^{-2}$
d	1.000000	\hat{d}	1.0000 ± 0.0000

이 모의실험의 경우에도 거의 실제 값에 근접한 추정치 얻을 수 있다. 그림 5.4 는 모델 2 에 대한 PPGA 의 최적성능과 파라미터 추정의 한 예를 보여주고 있으며, 그림 5.4(a)는 목적함수의 수렴과정을, 그림 5.4(b)는 모델의 파라미터 a_1 , a_2 , b_1 , b_2 , d 를 탐색하는 과정을 그린 것이다.



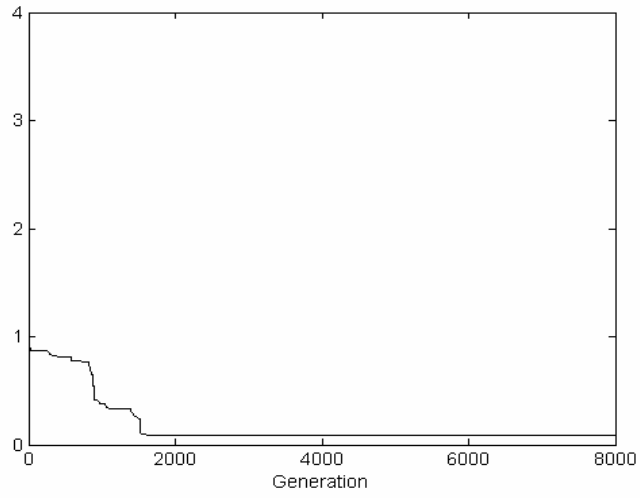
(a) 입력



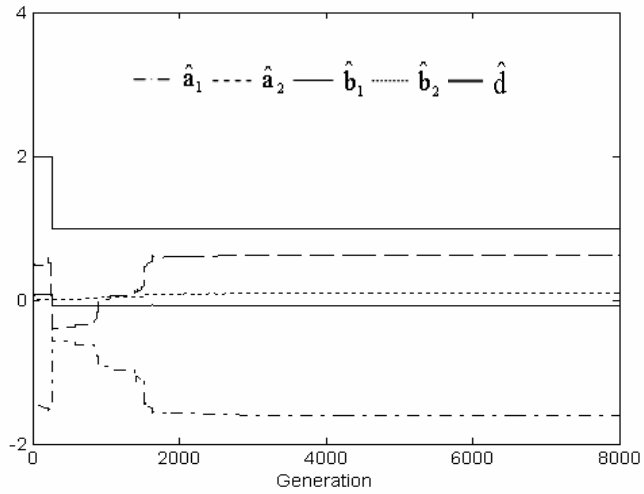
(b) 출력

그림 5.3 시스템 II 에 사용된 입출력 신호

Fig. 5.3 Input and output signals for system II



(a) 목적함수



(b) 파라미터

그림 5.4 시스템 II 의 파라미터 탐색추정

Fig. 5.4 Parameter estimation of system II

5.2 디지털 PID 제어기의 최적동조

이 절에서는 식별한 모델은 이용하여 기준모델의 출력을 정밀하게 추종할 수 있도록 디지털 PID 제어기의 계수를 동조하는 실험에 관해 다룬다.

5.2.1 시스템 I

앞 절에서 식별한 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{A}(z^{-1})y(k) = \hat{B}(z^{-1})u(k) \quad (5.6a)$$

$$\hat{A}(z^{-1}) = 1 - 1.8984z^{-1} + 0.8984z^{-2} \quad (5.6b)$$

$$\hat{B}(z^{-1}) = 0.0487z^{-1} + 0.0465z^{-2} \quad (5.6c)$$

제어기 동조에는 식 (4.7b)의 2 차 시스템의 기준모델이 사용되었고 $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 0.3[\text{rad/sec}]$, $L = 0[\text{sec}]$ 을 선택할 때 도달시간 7[sec], 정정시간 22[sec], 오우브슈트 9.5[%]를 가진다. 그림 5.5 는 기준모델의 단위계단응답을 그린 것이다.

$$A_r(z^{-1})y(k) = B_r(z^{-1})r(k) \quad (5.7a)$$

$$A_r(z^{-1}) = 1 - 1.584105z^{-1} + 0.657047z^{-2} \quad (5.7b)$$

$$B_r(z^{-1}) = 0.039024z^{-1} + 0.033918z^{-2} \quad (5.7c)$$

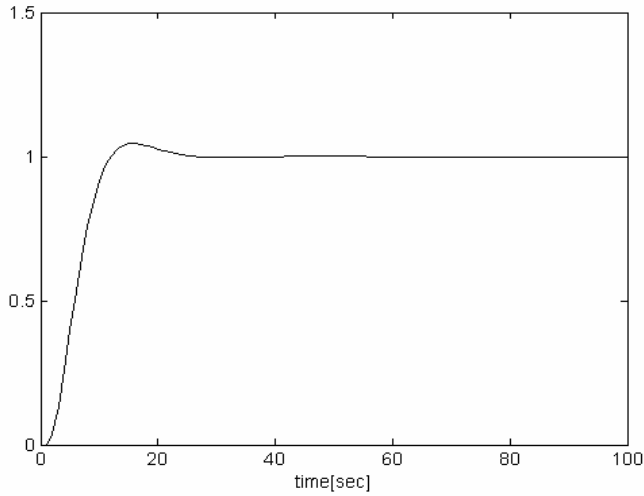
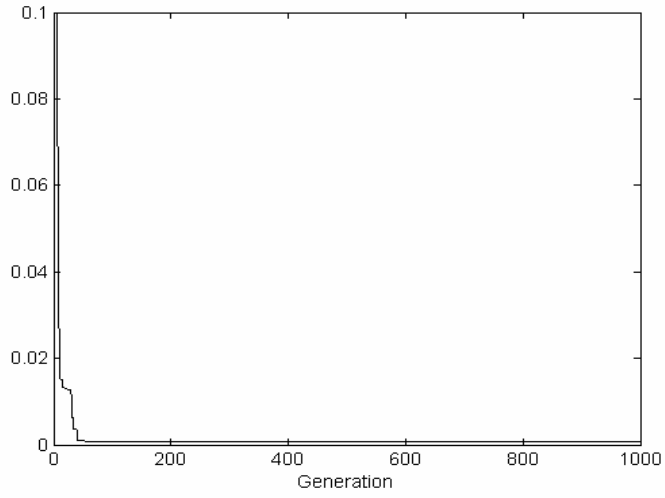


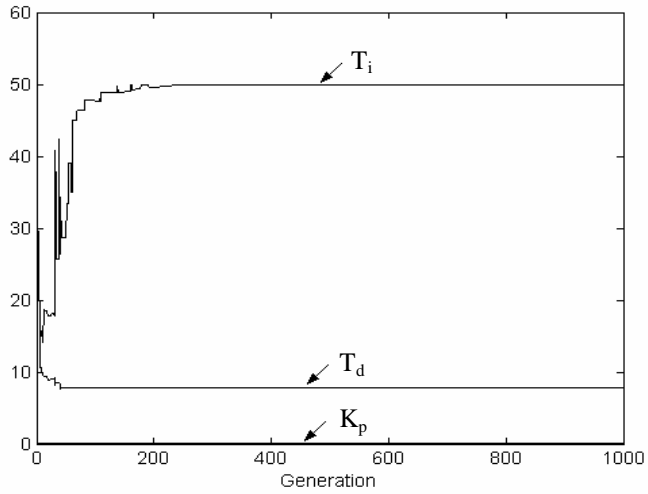
그림 . 5.5 기준모델 I 의 단위계단응답

Fig. 5.5 Unit step response of reference model I

이 모의실험의 목적은 식 (4.9)와 같이 주어진 기준모델의 출력을 정밀하게 추종하도록 하는 디지털 PID 제어기를 동조하는 것인데, 여기서는 $N=5$ 로 고정하고 세 계수 K_p , T_i , T_d 를 동조하도록 하였다. 적응자로 사용한 PPGA 의 매개변수는 모델 식별에서 사용한 것과 동일하며, 식 (4.14)의 목적함수를 최소가 되도록 PID 제어기의 계수를 동조하게 된다. PID 제어기의 세 파라미터의 탐색범위는 각각 $0 \leq K_p \leq 10$, $0 \leq T_i \leq 5000$, $0 \leq T_d \leq 50$ 으로 설정하였으며, 모델의 특성상 T_i 의 탐색범위가 상대적으로 넓은 것을 알 수 있다.



(a) 목적함수



(b) 파라미터

그림 5.6 시스템 I 에 대한 디지털 PID 제어기의 동조

Fig. 5.6 Tuning of the digital PID controller for system I

그림 5.6(a)는 PID 제어기의 파라미터 탐색 시 최적성능을 그림 5.6(b)는 K_p , T_i , T_d 를 탐색과정을 그린 것이다. 여기서 적분시간 T_i 의 추정치는 편의상 1/100 으로 스케일링한 값으로 나타낸 것이다.

다음은 앞의 모의실험 결과로부터 얻은 디지털 PID 제어기의 세 파라미터를 이용하여 기준모델에 대한 디지털 PID 제어시스템의 추종성능 실험을 실시하였으며, 그 구성도는 그림 5.7 과 같다.

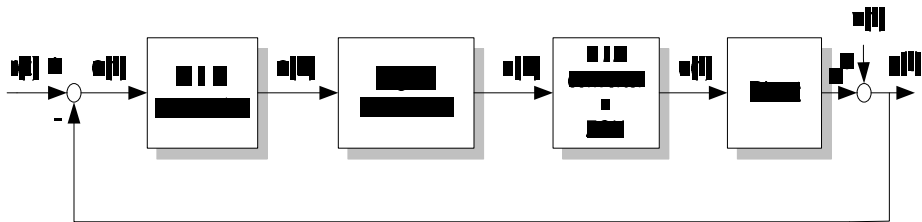


그림 5.7 디지털 PID 제어시스템

Fig. 5.7 Digital PID control system

그림 5.8 은 디지털 PID 제어시스템의 출력을 100 초 동안 그린 것이다. 이때 출력 y 는 $N/S= 5[\%]$ 의 백색잡음이 부과되는 환경을 가정한 것이며, 기준모델의 출력을 만족스럽게 정밀하게 추종함을 확인할 수 있다.

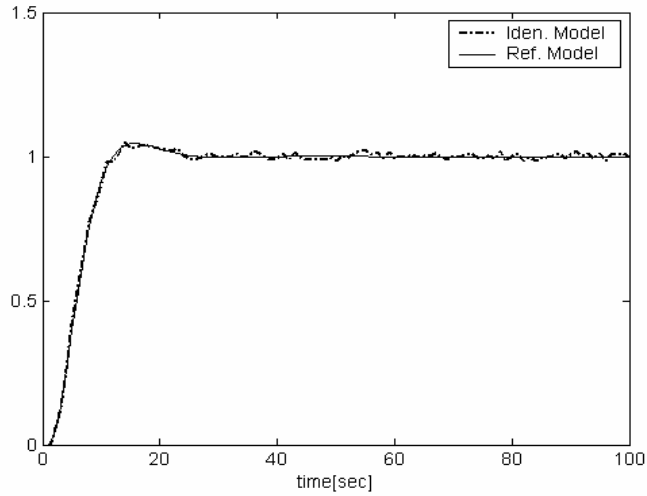


그림 5.8 시스템 I 에 대한 동조된 디지털 PID 제어기의 성능

Fig. 5.8 Performance of the tuned digital PID controller for system I

5.2.2 시스템 II

식별한 시스템 II 의 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) \quad (5.8a)$$

$$A(z^{-1}) = 1 - 1.6935z^{-1} + 0.7219z^{-2} \quad (5.8b)$$

$$B(z^{-1}) = -0.0744z^{-1} + 0.0951z^{-2} \quad (5.8c)$$

식 (5.9)는 사용한 기준모델이고 그림 5.9 는 단위계단응답을 그린 것이다. 식 (4.7b)에서 $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 0.3[\text{rad/sec}]$, $L = 4[\text{sec}]$ 을 선택한 경우

의 결과이다.

$$A_r(z^{-1})y(k) = B_r(z^{-1})r(k) \quad (5.9a)$$

$$A_r(z^{-1}) = 1 - 1.584105z^{-1} + 0.657047z^{-2} \quad (5.9b)$$

$$B_r(z^{-1}) = 0.039024z^{-1} + 0.033918z^{-2} \quad (5.9c)$$

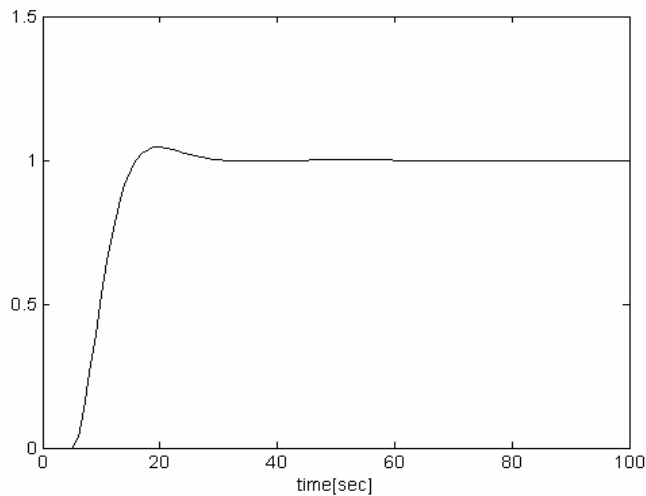
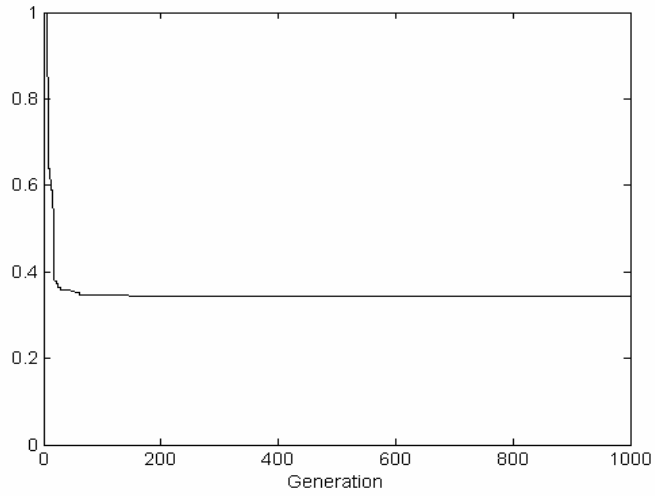


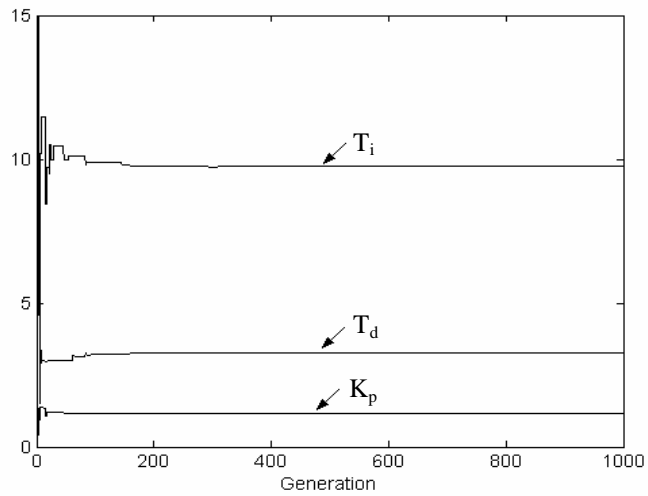
그림 5.9 기준모델 I 의 단위계단응답

Fig. 5.9 Unit step response of reference model I

실험 방법은 앞의 경우와 동일하며 T_i 의 탐색범위는 $0 \leq T_i \leq 50$ 으로 설정하였다. 그림 5.10(a)는 탐색 시 최적성능을 그림 5.10(b)는 K_p , T_i , T_d 의 수렴과정을 그린 것이다.



(a) 목적함수



(b) 파라미터

그림 5.10 시스템 II 에 대한 디지털 PID 제어기의 동조

Fig. 5.10 Tuning of the digital PID controller for system II

다음은 모델 2 에 대한 추종성능 실험으로 그림 5.7 과 같이 동일하게 구성하여 실시하였으며, 그림 5.11 은 기준모델의 출력과 식별모델과 동조된 디지털 PID 제어기가 결합된 시스템의 출력을 함께 그린 것이다. 이 모의실험 역시 계측되는 디지털 PID 제어시스템의 출력 y 는 $N/S=5[\%]$ 의 백색잡음이 부과되는 것으로 가정하였다. 디지털 PID 제어시스템의 응답에서 알 수 있듯이 시스템의 특성상 초기에 언더슈트(Undershoot)가 발생하지만, 이후 응답은 기준모델의 출력을 만족스럽게 추종함을 확인 할 수 있다.

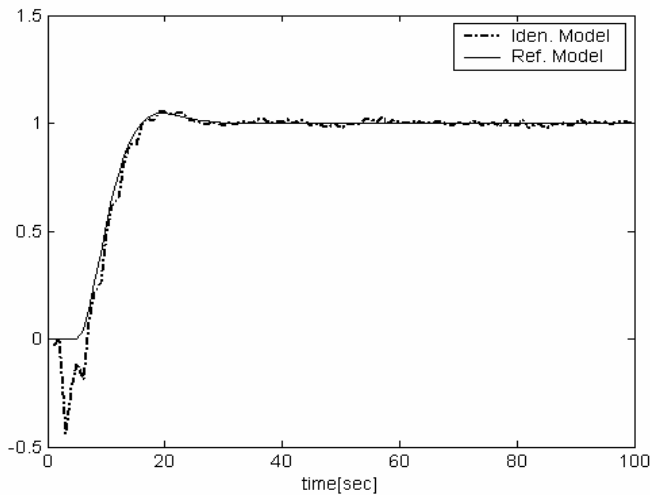


그림 5.11 시스템 II 에 대한 동조된 디지털 PID 제어기의 성능

Fig. 5.11 Performance of the tuned digital PID controller for system II

제 6 장 결 론

본 논문에서는 시스템 식별 시 발생하는 다변수 비선형 최적화 문제를 해결하기 위한 방법으로 기존의 단일 CPU 처리 형태의 직렬 유전알고리즘을 이주모델과 링구조 기반의 PPGA 로 구현하고, 모델 조정기법과 결합하여 다변수 이산시간 시스템의 파라미터를 추정하였다. 또한 이를 더욱 확장하여 기준모델의 응답을 정밀하게 추종할 수 있도록 기준모델 제어기법과 PPGA 를 이용하여 디지털 PID 제어기의 최적동조를 위한 설계기법을 제안하였다. 제안한 방법의 유효성을 검증하기 위해 두 종류의 2 차 시스템에 대하여 모델식별 및 최적 PID 제어기를 설계하여 기준모델에 대한 추종성능을 모의 실험을 통해 확인하였다.

한편 본 논문에서는 2 차 모델에 대한 파라미터 식별 및 최적 PID 제어기 설계기법을 다루었지만, 이를 더욱 확장하여 다양한 시스템에 대한 연구가 수행되어야 할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] P. Young, "Parameter Estimation for Continuous-Time Models-A Survey," *Automatica*, vol. 17, no. 1, pp. 23-39, 1981
- [2] I. D. Landau, *System Identification and Control Design*, Prentice-Hall, Inc., N.J., 1990.
- [3] I. D. Landau, "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques-Theory and Applications," *Automatica*, vol. 10, no. 10, pp. 353-379, 1974
- [4] R. V. Monopoli, "Model Reference Adaptive Control with an Augmented Error Signal," *IEEE Trans. On Automatic Control*, vol. AC-19, no. 5, pp. 474-484, 1974.
- [5] G. Tao and P. A. Ioannou, "Model Reference Adaptive Control for Plants with Unknown Relative Degree," *IEEE Trans. On Automatic Control*, vol. 38, no. 6, pp. 976-982, 1993.
- [6] Z. Qu, J. F. Dorsey, and D. M. Dawson, "Model Reference Robust Control of a Class of SISO Systems," *IEEE Trans. On Automatic Control*, vol. 39, no. 11, pp. 2219-2234, 1994.
- [7] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum setting for PID controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [8] G. H. Cohen and T. Hägglund, "Automatic tuning of simple

regulators with specifications on phase and amplitude margins,” *Automatica*, vol. 20, pp. 645-651, 1984.

- [9] S. W. Sung and I. B. Lee, *PID Controllers and Automatic Tuning*, A-Jin Publishing co., Korea, 1999.
- [10] K. Åström and T. Hägglund, “PID control,” In Levine, Ed., *The Control Handbook*, pp. 198-209, CRC Press and IEEE Press, 1996.
- [11] R. Isermann, *Digital Control Systems*, Springer-Verlag, N.Y., 1981.
- [12] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, The University of Michigan Press, Michigan, 1975.
- [13] R. Das and D. E. Goldberg, “Discrete-time Parameter Estimation with Genetic Algorithms,” *Proc. 19th Annual Pittsburgh Conf. on Modeling and simulation*, pp. 2391-2395, 1988.
- [14] K. Kristinsson and G. A. Dumont, “System Identification and Control Using Genetic Algorithms,” *IEEE Trans. Syst., Man and Cybern.*, vol. 22, no. 5, pp. 1033-1046, 1992.
- [15] G. Jin, “Intelligent fuzzy logic control of processes with time delay,” *PhD Thesis*, University of Wales Cardiff, UK, 1996.

- [16] G. Jin and S. Joo, "A study on a real-coded genetic algorithm," *Journal of Control Automation and Systems Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 268-275, 2000.
- [17] J. J. Grefenstette, "Optimization of control parameters for genetic algorithms," *IEEE Trans. Syst., Man and Cybern.*, vol. SMC-16, no. 1, pp. 122-128, 1986.
- [18] A. J. Chipperfield and P. J. Fleming, "Parallel Genetic Algorithms: A Survey," Research Report No. 518, Department of Automatic Control and Systems Engineering, University of Sheffield, UK, 1994.
- [19] A. J. Chipperfield, P. J. Fleming and A. Y. Zomaya, *Parallel Genetic Algorithms*, *Parallel & Distributed Computing Handbook*, McGraw-Hill, 1996.
- [20] J. Sarma and K. De Jong, "An Analysis of the Effects Neighborhood Size and Shape on Local Selection Algorithms," *Proc. 4th Int. Conf. on Parallel Problem Solving from Nature*, Germany, 1996.
- [21] 정인수, 권기호, 홍석봉, 김유석, "유전자 알고리즘의 다양성 향상을 위한 Island Model 의 성능 개선에 관한 연구," 제 5 회 인공지능, 신경망, 및 퍼지시스템 종합학술대회 발표논문집, pp. 192-202, 1996.

[22] 진강규, 유전알고리즘과 그 응용, 교우사, 2000.

감사의 글

세상이 빠르게 변해가는 만큼 사람들도 그렇게 변해 간다고 합니다. 하지만 많은 고마운 분들이 있어 어렵고 힘들었던 지난 시간들은 이겨낼 수 있었습니다.

먼저 본 논문이 완성되기까지 부족한 제자에게 학업의 길을 열어주시고, 정성스레 논문을 지도해 주신 진강규 지도교수님께 진심으로 감사드립니다.

바쁘신 와중에도 좋은 결실을 맺어주기 위해 저의 논문을 심사해주신 유영호 교수님, 김종화 교수님께 감사드리며, 항상 훌륭한 강의로 배움을 주신 조석제 교수님, 하윤수 교수님, 황승욱 교수님 그리고 학부의 모든 교수님께 감사드립니다.

지난 날들 제어기기실험실에서 배움의 길을 같이 했던 김도은 선배님, 권봉재 님, 언제나 큰 힘이 되어 주신 하동경, 강근호, 이병결, 정인, 김영일, 김정근, 유강주, 김현희, 김정언 선배님께 감사합니다. 학부 때 부터 같이한 동기 임종욱, 임재권, 신석신 님, 신일식, 오현경 후배님, 학회의 후배님들, 연구실의 유진, 재경 후배님 그 동안의 많은 친절에 감사합니다. 꼭 뜻하시는 바 이루시길 기원합니다.

지난 10년간 변함없는 우정으로 용기를 준 친구 이정만, 하덕용, 김병구 님, 이름을 모두 열거할 수 없지만 항상 자신의 자리를 지키며 맡은 일에 최선을 다하며, 조언과 격려를 아끼지 않은 동기님, 후배님, 친구들과 진심으로 감사를 드립니다.

마지막으로 오늘의 제가 있기까지 언제나 변하지 않는 사랑으로 저를 지켜주시고, 어려움 속에서도 모든 것을 주신 부모님과 형, 동생에게 이 작은 결실을 바칩니다.