工學碩士 學位論文

적응퍼지제어기를 이용한 스테빌라이저 시스템의 자세제어에 관한 연구

A Study on the Motion Control of a Stabilizer System Using an Adaptive Fuzzy Controller

指導教授 金 鍾 和

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科

金 台 勳

목　　차

A Study on the Motion Control of a Stabilizer System Using an Adaptive Fuzzy Controller

Tae-Hoon Kim

Department of Control & Instrumentation Engineering,
Graduate School, Korea Maritime University

Abstract

A tracking system equipped on a fixed body needs the positional information of the target and the control apparatus to follow the azimuth angle and the elevation angle of the moving object, when the tracking system is equipped on the moving vehicle like a ship, it requires a stabilizing system to flat the tracking system against the moving vehicle as well as the positional information and the control equipment.

The stabilizer system compensates the tracking system for the vertical, horizontal and directional deviations between the tracking system and reference frame.

This stabilizer system can be applied to a satellite antenna on ships, a sun tracking system on moving vehicles, and a camera

servo control loop to take a stable image against the vibration.

In this paper, a stabilizer system using an active stabilization method is composed. An adaptive fuzzy controller is also suggested, which is applicable to systems with structural and parameter uncertainty. It is the 2nd/1st-type adaptive fuzzy control algorithm using advantages of 1st-type and 2nd-type adaptive fuzzy algorithm. Several simulations are executed for verifying the performance of the suggested method. Through experiments using a composed stabilizer system, tracking performances are evaluated.

제 1 장 서 론

일반적으로 이동 목표물을 추적하기 위해서는 추적 대상에 대한 위치 정보를 획득하고, 획득된 정보를 통해서 추적 시스템의 방위각(Azimuth)과 고도각(Elevation)을 조정하여 추적 목표물에 대한 지향각을 얻을 수 있다. 그러나, 항해 중인 선박이나 이동 중인 차량에서 이동 목표물을 추적하는데는 추적 대상에 대한 정보뿐만 아니라, 추적 시스템이 가지는 운동 성분에 대한 정보도 같이 필요하게 된다. 여기서 운동성분은 공간 직교 좌표상의 각 축 방향으로 발생하는 서어즈(Surge), 스웨이(Sway), 히이브(Heave)의 선형 운동성분과 각 축을 중심으로 생기는 롤(Roll), 피치(Pitch), 요(Yaw)의 회전 운동성분으로 나누어지는 6-자유도 운동(Six-degree of freedom movements)이다. 이와 같은 운동성분들은 추적 시스템이 목표물을 추적하는데 수직 오차와 수평 오차, 그리고 방향 오차를 발생시킨다. 따라서 이동 목표물에 대한 정확한 지향각을 얻기 위해서는 각 운동성분에 대한 보상이 필요하며, 이러한 역할을 해 주는 것이 스테빌라이저 시스템(Stabilizer system)이다[1-3].

이런 메카니즘을 가지는 안정화 장치는 선박이나 차량에 탑재한 위성 안테나, 위성 수신 TV, 태양 추적 장치의 플랫폼 자세제어에 적용할 수 있다. 또 진동위상과 어긋난 작동을 함으로써 실시간으로 안정된 영상을 얻기 위한 카메라 서보 컨트롤 루프, 그리고 수중 잠수정, 비행기, 자동차 등의 능동 현가 장치와 로봇장비의 안정된 동작을 위한 서보 기구, 선상의 승차감 향상 등에도 응용할 수 있다[4,5].

이에 본 논문에서는 센서와 모터로서 시스템의 자세를 직접 보상하는 능동적 안정화 방식(Active Stabilization method)을 사용하여 스테빌라이저 시스템을 설계하고 실제로 구현한다.

자세 안정화 장치는 X, Y 2축 구조로서, 각의 축에 회전운동 감지센서와 액츄에이터를 장착하여 각 축 단위로 분해하여 검출하고 독립적으로 제어할 수 있도록 설계한다. 회전 운동성분의 검출은 압전 자이로 센서(Piezo-Electric Gyro Sensor)를 사용하고, 회전 운동성분을 보상해 줄 수 있는 액츄에이터는 DC 모터를 사용한다[6].

제어기는 플랜트의 구조나 파라미터들이 불확실한 상황에서 시스템의 연속적인 성능을 유지시킬 수 있는 적응퍼지제어기(Adaptive fuzzy controller)를 사용한다[7,8]. 그리고 간단한 적응 규칙(Adaptive Law)을 적용하는 1형 적응퍼지제어알고리즘(First-type Adaptive fuzzy algorithm)과 작은 수의 퍼지 규칙(Fuzzy rule)을 가지는 2형 적응퍼지제어알고리즘(Second-type Adaptive fuzzy algorithm)의 두 장점을 고려한 2/1형 적응퍼지제어알고리즘(Second/first-type Adaptive fuzzy algorithm)을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 알고리즘의 성능에 대한 검토한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장은 스테빌라이저 시스템의 개요와 구현한 시스템의 구성에 대하여 설명한다. 3장은 시스템의 제어기로 사용되는 적응퍼지제어 이론과 본 연구에서 제안한 2/1형 적응퍼지제어기에 대해서 설명하고, 4장은 자세제어 알고리즘을 설명하고, 간접적응퍼지제어기를 설계하여 시뮬레이션을 통하여 제어기의 성능을 검토한다. 5장은 실제 제작한 시스템에 적응퍼지제어기를 탑재하여 시스템의 성능과 유용성을 검토한다. 마지막으로 6장은 전체적인 내용에 대한 결론을 내리며 향후 연구과제에 대하여 언급한다.

제 2 장 스테빌라이저 시스템 구현

2.1 개 요

물체의 이동과 진행방위 그리고 그 자세는 6-자유도 운동으로 표현할 수 있다. 그림 2.1과 같이 6-자유도 운동은 3축 방향으로의 선형 운동성분과 3축을 중심 축으로 하는 회전 운동성분으로 분해된다. 운동성을 가진 이동 물체의 무게중심에 직교 좌표축의 기준점을 잡으면, X축 방향으로 서어즈, Y축 방향으로 스웨이, Z축 방향으로 히이브와 같은 3가지 선형 운동성분과 X, Y, Z 3축을 중심으로 한 롤, 피치, 요와 같은 3가지 회전 운동성분으로 나눌 수 있다.

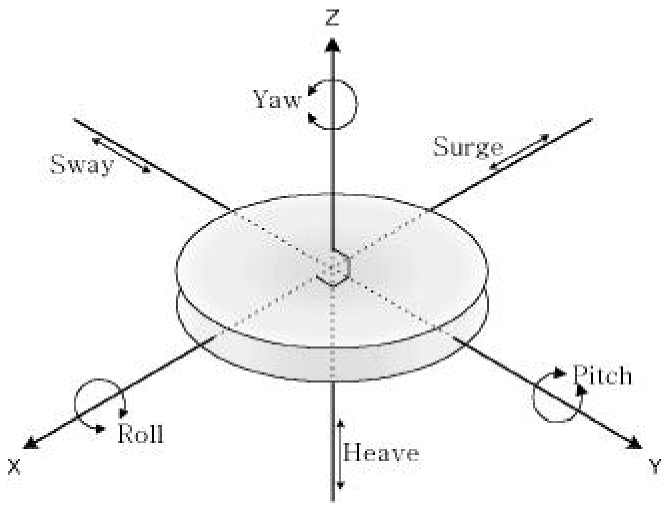


그림 2.1 6-**자유도 운동성분**

Figure 2.1 Component of six-degree of freedom movements

이동 목표물 추적 시스템이 특정한 운동체에 고정되어 있다면 6-자유도 운동성분은 여러 가지 오차요인으로 작용할 수 있다. 서어즈, 스웨이, 히이브와 같은 선형 운동성분은 수직 오차를 발생시키고 회전 운동성분인 요는 방향 오차를 그리고, 롤과 피치는 수평 오차를 발생시킨다. 추적 시스템과 이동 추적 대상이 선형 운동성분에 비해 상대적으로 멀리 있다면, 수직 오차에 대한 영향은 어느 정도 무시할 수 있다. 그러나 방향, 수평 오차는 추적 시스템과 이동 추적 대상과의 거리가 멀수록 더 큰 오차를 가지게 한다.

따라서 추적 시스템이 추적 대상에 대한 정확한 지향각을 가지기 위해서는 이동 목표물 추적부분과 함께 시스템 안정화(Stabilization) 부분도 필요하게 된다. 이 안정화 장치(Stabilizer)는 요 성분을 방위각으로 조정하고, 롤 성분과 피치 성분을 상대적으로 보상해 주는 메카니즘으로 구성되어 목표물에 대한 추적 지향각을 보다 정확하게 얻을 수 있게 한다.

이런 메카니즘을 가지는 안정화 장치는 카메라 서보컨트롤 루프의 일부로 이용하여 카메라 플랫폼의 진동위상과 어긋나도록 작동함으로써 영상을 실시간으로 안정시킨다. 그리고 선박이나 육로 차량에 탑재한 위성 안테나와 위성 수신TV의 플랫폼 자세제어에도 적용될 수 있고, 선상이나 이동차량의 승차감 향상에도 이용될 수 있다. 또, 수중잠수정, 비행기, 자동차 등의 능동현가장치와 로봇장비의 말단 작동구조에 서보 기구의 일부분으로 이용함으로써 동작의 안정화를 실현할 수 있다.

자세를 안정화시키는 방식으로는 수동적 안정화 방식(Passive Stabilization Method)과 능동적 안정화 방식(Active Stabilization Method)이 있다. 수동적 안정화 방식은 대형의 플라이 휠을 고속으로 회전시켜 그 관성을 이용하여 기계적으로 안정화시키는 방식으로써 시스템의 크기와 중량이 커지는 단점이 있으나 서보시스템 등의 전기 계통이 불필요하며 기계적으로 플라이 휠의 관성을 이용하므로 제어 구조가 간단해지는 장점이 있다. 능동적 안정화

방식은 센서를 이용하여 시스템의 운동성분을 검출하고 이를 이용하여 각 축을 능동적으로 제어하는 구조를 가지고 있다. 이 방식은 시스템의 크기와 중량을 줄일 수 있으나 고도의 센서기술과 제어 알고리즘을 요구한다. 초기에는 기계적으로 수평을 유지시키는 수동적 안정화 방식을 사용하였으나, 최근 센서기술이 발달하고 제어 알고리즘이 다양해짐에 따라 센서와 모터로서 시스템의 자세를 직접 보상하는 능동적 안정화 방식이 주로 사용되고 있다.

본 연구에서는 능동적 안정화 방식을 사용하여 시스템의 롤과 피치의 회전 운동성분을 보상하는 스테빌라이저 시스템을 설계하고 실제로 구현한다. 그림 2.2는 김블(Gimbal) 형식으로 구현한 스테빌라이저 시스템으로 롤과 피치로 분석되는 시스템의 자세를 2축 자이로 센서로 획득하고, 획득한 자세 정보를 가지고 2축 DC 모터를 구동하여 시스템의 자세를 안정화시킨다. 그리고 DC 모터는 고급 제어 알고리즘인 적응퍼지제어기를 사용하여 PWM (Pulse Width Modulation) 방식으로 구동된다.

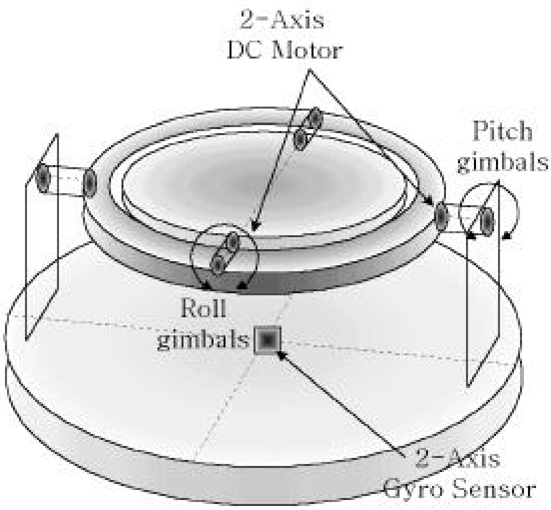


그림 2.2 2축 스테빌라이저 시스템의 구조

Figure 2.2 Structure of a two-axis stabilizer system

2.2 전체 시스템 구조

본 연구에서 구현한 스테빌라이저 시스템은 그림 2.3과 같이 X, Y 2축 구조로서, 각 축에 회전운동 감지센서를 부착하여 시스템에 발생하는 회전 운동성분을 축 단위로 분해하여 검출할 수 있도록 하고, 2축에 발생하는 운동성분을 보상해 줄 수 있는 액츄에이터를 각 축 단위로 장착하여 X, Y 2축을 독립적으로 제어할 수 있도록 설계하였다. 즉, X축을 중심으로 발생하는 롤 회전성분과 Y축을 중심으로 발생하는 피치 회전성분을 각각 독립적으로 감지하고 보상함으로써 시스템 자세제어가 용이하게 하였다.

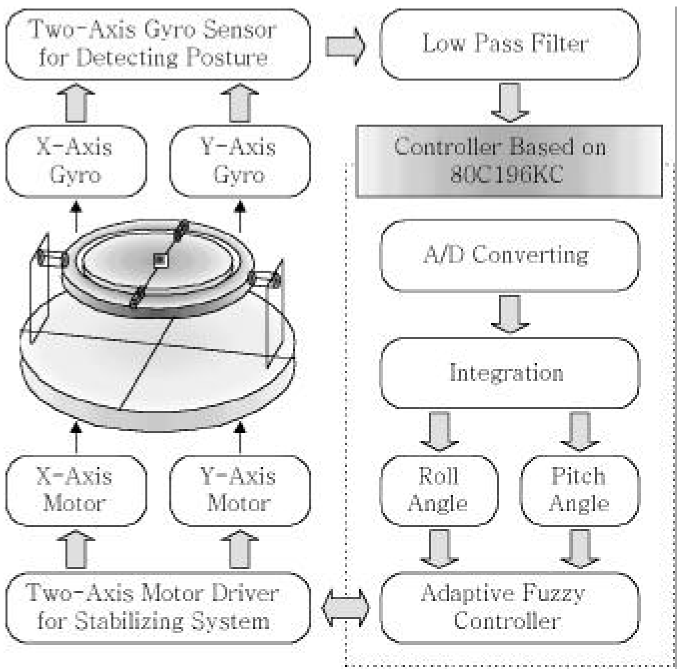


그림 2.3 스테빌라이저 시스템의 구성도

Figure 2.3 Block diagram of a stabilizer system

그림 2.3에서 구현한 스테빌라이저 시스템은 다음과 같이 크게 3부분으로 구성되어 있다. 먼저, 회전운동 감지센서로서 시스템의 자세정보를 획득하는 자세 검출부, 획득한 회전 운동성분에 대한 정보를 가지고 액츄에이터를 구동하여 시스템의 자세를 보상하여 안정화시키는 자세 안정화부, 그리고 회전운동 감지센서로 획득한 데이터를 처리하고 액츄에이터를 구동시키기 위한 제어 입력을 만들어내며 사용자가 데이터 정보를 확인할 수 있도록 데이터를 디스플레이하는 데이터 제어부로 되어 있다.

자세 검출부에서 사용되는 회전운동 감지센서로는 일본 Murata사 제품의 자이로 센서를 사용하였다. 2축 자이로 센서를 X축과 Y축 중심에 장착하여 각 축을 중심으로 발생하는 롤과 피치의 회전 운동성분을 검출할 수 있게 하였다.

자세 안정화부는 자세 검출부에서 검출한 시스템의 롤과 피치의 회전 운동성분을 이용하여 각 축의 액츄에이터를 구동할 수 있는 롤 김블과 피치 김블의 구조로 되어 있다. 액츄에이터는 X, Y 2축을 독립적으로 구동할 수 있는 2개의 DC 모터를 사용하였다. 그리고 2개의 포텐쇼미터를 사용하여 각각의 모터 각변위를 검출하여 제어 루프를 구성하였다.

데이터 제어부는 다음과 같은 3가지 역할을 한다. 첫째, 자이로 센서 출력값을 처리하는데 먼저, 고주파 노이즈를 제거하기 위한 필터링을 하고 아날로그 전압값을 디지털 값으로 변환한다. 그리고 출력되는 각속도값을 각도값으로 변환하기 위하여 적분을 한다. 둘째는 시스템 자세정보를 통해서 적응퍼지제어기로 만들어낸 제어 입력을 PWM 방식으로 DC 모터에 인가하여 구동시키고 제어 루프를 구성하기 위해서 모터에 커플링된 포텐쇼미터로부터 궤환신호를 받는다. 마지막으로 시스템의 롤과 피치값, 모터의 출력값, 제어 입력값 등과 같은 데이터 정보를 디스플레이하기 위해서 LCD 패널을 인터페이스시킨다[9,10].

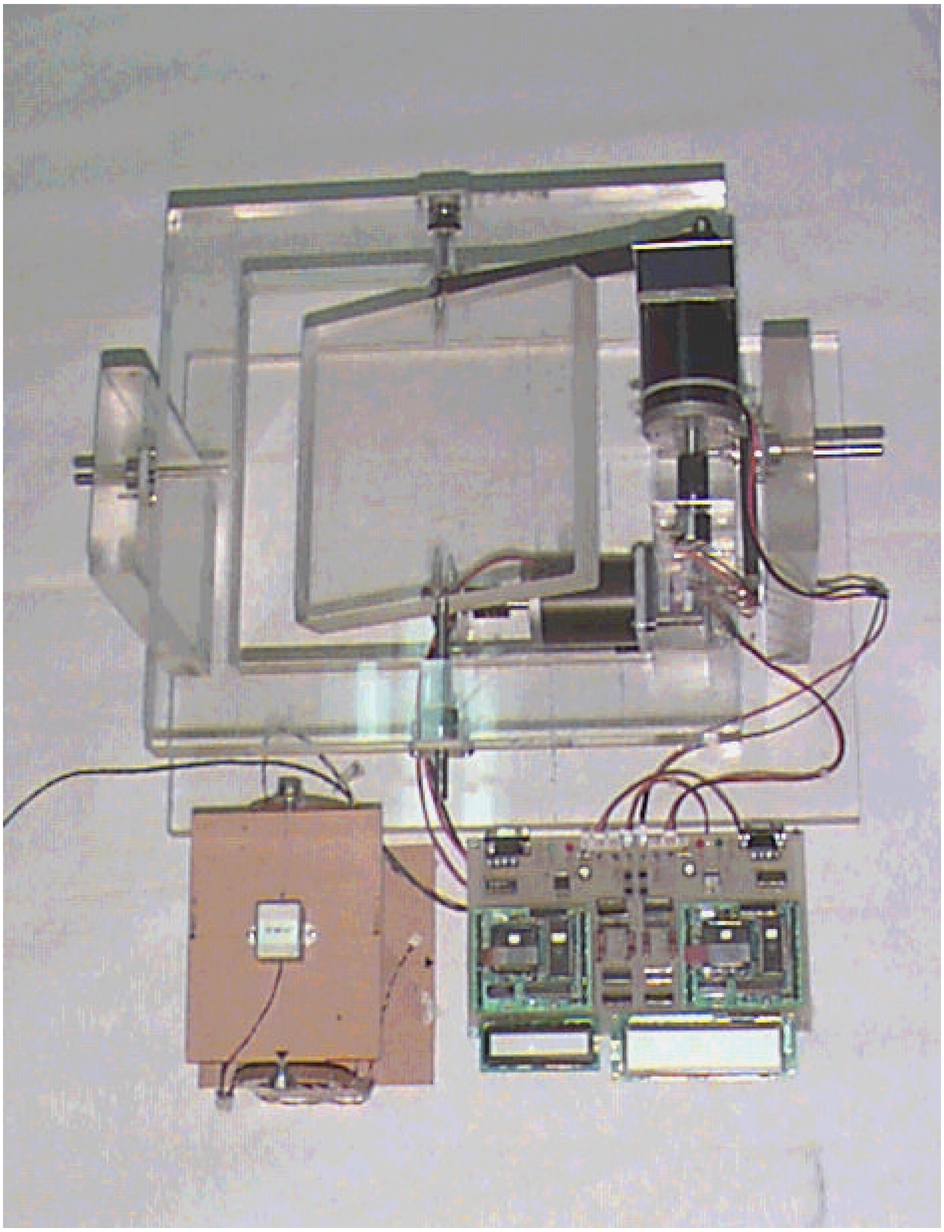


사진 2.1 **스테빌라이저 시스템의 실물사진**

Photo 2.1 Photograph of a stabilizer system

2.3 자세 검출부

스테빌라이저의 자세 검출부는 시스템의 회전 운동성분을 검출하기 위해서 자이로 센서를 사용하고 있다. 자이로는 이동체의 운동 특히 각 바퀴 둘레의 회전 운동을 직접 검출하는 기계식 자이로(Mechanical Gyros)와 최근 실용화되기 시작한 광속도 센서인 광 파이버 자이로(Optical Gyroscopes), 그리고 코리올리의 효과(Coriolis Effect)를 이용하여 선회속도를 감지하는 압전 자이로(Piezo-Electric Gyroscopes)등이 있다.

본 연구에서는 온도상승에 따른 드리프트 오차(Drift Error)를 가지는 특성이 있지만 가격이 저렴하고 부피가 적은 압전 자이로인 일본 Murata사의 ENV-05DB Gyrostar를 사용하였다. 이 자이로 센서의 출력특성곡선인 그림 2.4를 보면 각속도 ±80[deg/sec] 범위내 구간에서 선형적인 자이로 출력전압을 얻을 수 있으며, 영점 출력값이 2.5[V]임을 알 수 있다.

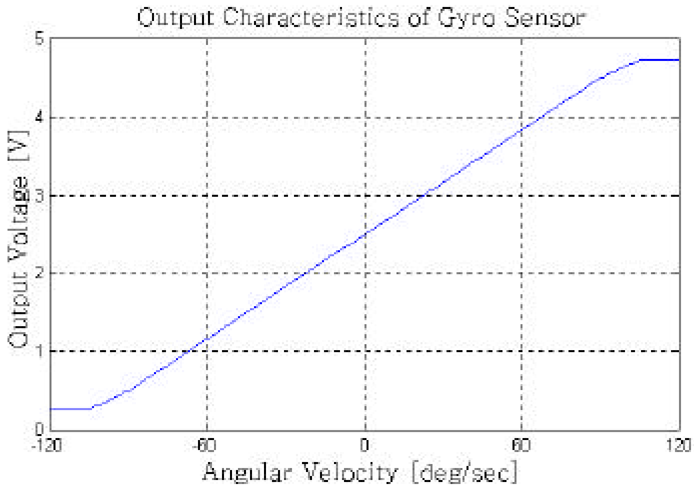


그림 2.4 자이로 센서의 출력특성곡선

Figure 2.4 Output characteristic curve of a gyro sensor

자이로 센서 출력단에 고주파 노이즈를 제거하기 위하여 저역 통과 필터(Low Pass Filter)를 설계하고 출력 아날로그 전압값을 디지털 값으로 변환해주는 A/D 변환 과정을 거친다. 그리고 자이로 출력값이 각속도값으로 검출되므로 각변위값을 얻기 위해서는 적분계산을 해야 한다.

스테빌라이저 시스템에서 자이로 센서는 축 단위로 장착되어 X, Y 2축을 중심으로 발생하는 롤과 피치의 회전 운동성분을 각각 분해할 수 있도록 설계한다.

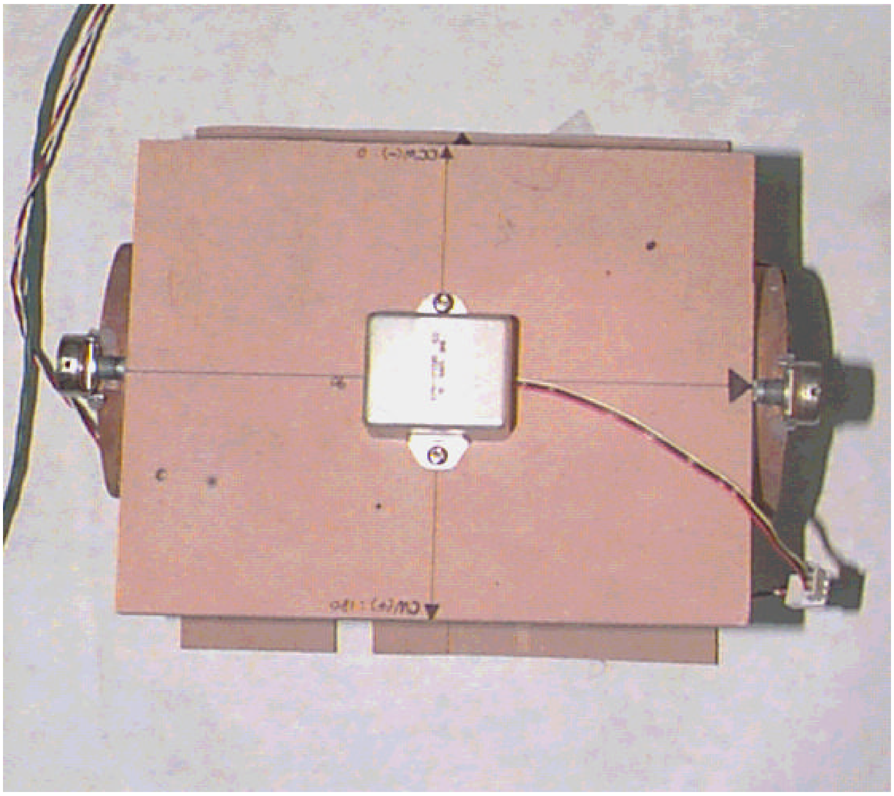


사진 2.2 장착된 자이로 센서의 실물사진

Photo 2.2 Photograph of a gyro sensor mounted

2.4 자세 안정화부

스테빌라이저의 자세 안정화 부분은 자세 검출부의 자이로 센서로부터 획득한 시스템의 자세 정보를 가지고 2축으로 구성되어 있는 모터를 구동하여 시스템의 자세를 안정하게 한다. 즉, 롤과 피치에 의해 기울어진 시스템의 자세를 X축과 Y축으로 각각 분석해서 이를 독립적으로 보상하는 2축 모터구조를 가진다.

구동 모터는 소형이면서도 구동토크가 크며, 소비전력이 작은 감속기어가 내장된 DC 모터를 각 축에 사용하였고 타이밍 벨트로 연결하여 구동되도록 하였다. 모터 구동방식으로는 전력 제어 기법중의 하나인 PWM 방식을 사용하여 정밀제어를 가능하게 하였으며 전원의 부하를 줄였다. 그리고 모터 제어기는 적응퍼지제어기를 설계하여 구현함으로써 부하변동이나 외란 요인에도 강인하도록 하였다. 그리고 각각의 구동축에 포텐쇼미터를 장착하고 그 출력값을 A/D 변환하여 각각의 모터 각위치를 검출해서 궤환시킴으로서 제어 루프를 구성하였다.

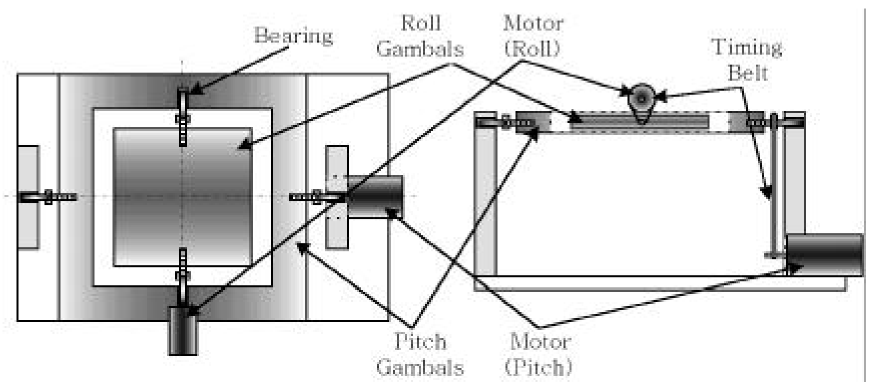
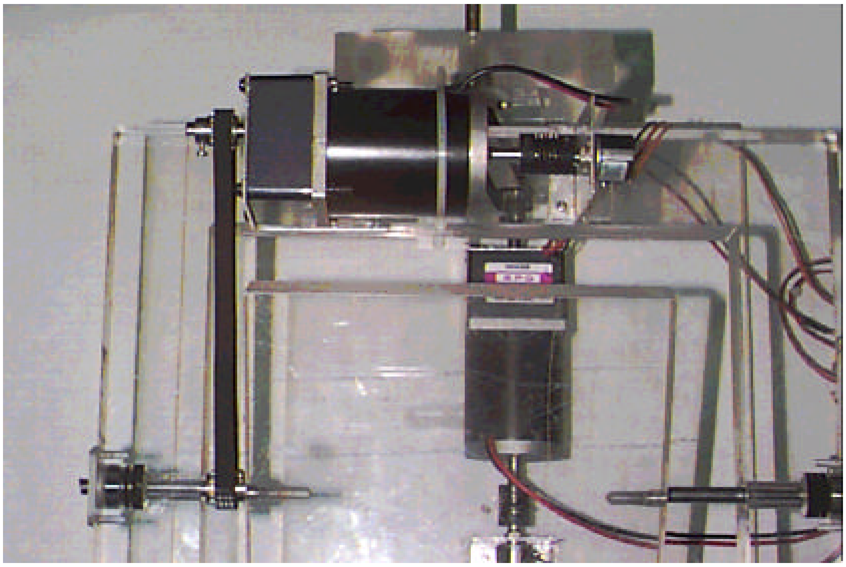
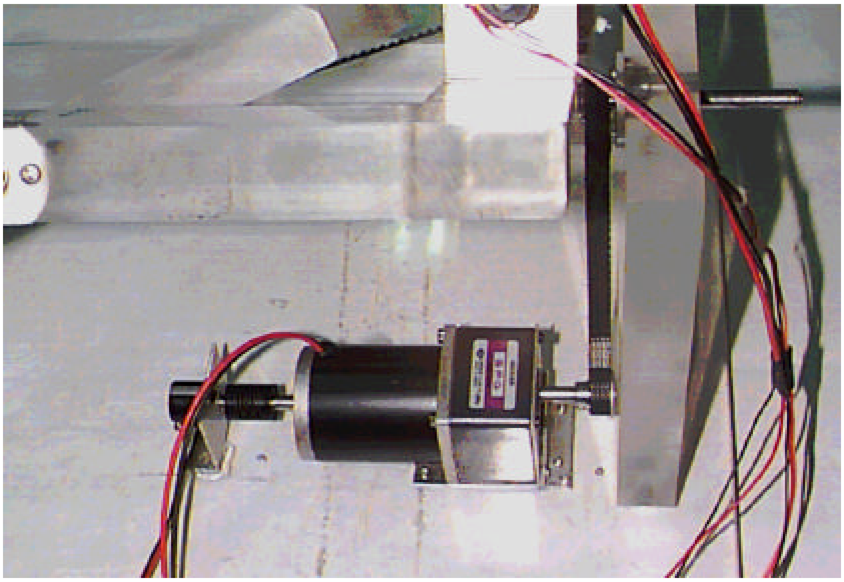


그림 2.5 자세 안정화부의 구조

Figure 2.5 Structure of a motion stabilizer



(a) Roll motion



(b) Pitch motion

사진 2.3 **2축 자세 안정화부의 실물사진**

Photo 2.3 Photograph of a two-axis motion stabilizer

2.5 데이터 제어부

데이터 제어부는 80C196KC를 주 제어기로 사용하여 센서값 처리, 제어 입력 계산, LCD 패널로의 디스플레이 등의 역할을 한다.
저역 통과 필터로 고주파 노이즈를 제거한 자이로 센서 출력값을 A/D 변환시키면 디지털의 각속도값을 얻을 수 있다. 이를 적분하면 실제 시스템의 자세정보로 사용되는 각변위값을 검출할 수 있다.
여기서 구한 각변위값은 제어기를 통해서 모터를 구동하여 시스템을 안정화시키는 데 사용된다. 적응퍼지제어알고리즘을 적용하여 설계한 제어기는 제어 목적에 준한 제어 입력을 계산하고, DC 모터에 PWM 신호를 인가하여 구동시킨다. 그리고 제어 루프를 구성하기 위해서 모터에 커플링된 포텐쇼미터로부터 받은 궤환 신호를 A/D 변환한다[11-16].

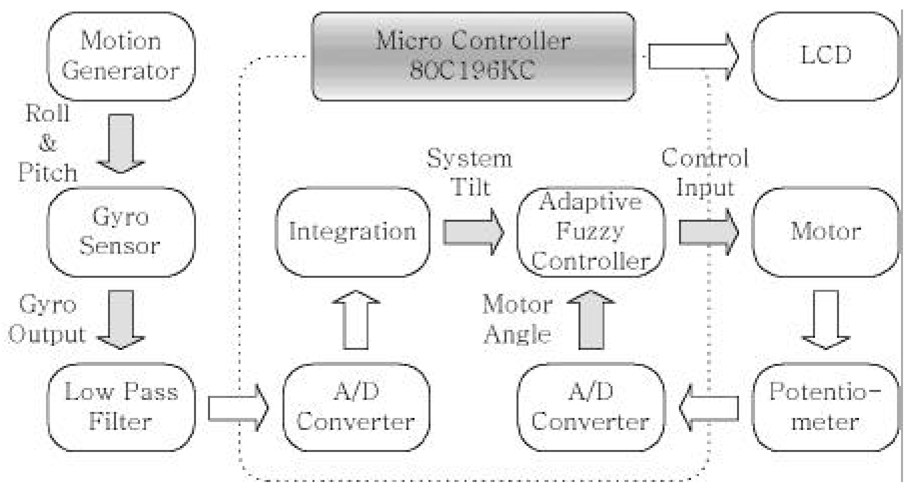


그림 2.6 데이터 제어부의 구성도

Figure 2.6 Block diagram of a data controller

시스템에서 주 제어기로 사용되는 Intel사의 16비트 마이크로 컨트롤러 80C196KC는 8개의 A/D 변환 채널과 DC 모터 구동에 유용하게 사용할 수 있는 PWM 단자, 그리고 제어에 필요한 다수의 포트가 내장되어 있다. 이외에도 다음과 같은 특징을 가지고 있다[17-19].

- ◆ 최대 20MHz까지 동작가능
- ◆ 4개의 고속 출력장치(HSO)
- ◆ 4개의 고속 입력장치(HSI)
- ◆ 256바이트의 RAM
- ◆ 28개의 인터럽트 소스/16개 벡터
- ◆ 1.75 ㎲의 16비트×16비트 곱셈(16MHz)
- ◆ 파워 다운(Power down)/아이들 모드(Idle Mode)
- ◆ 16비트 워치도그 타이머(Watchdog timer)
- ◆ 풀 듀플렉스(Full duplex) 시리얼 포트
- ◆ 동적 구조로 되어 있는 8비트/16비트 버스폭
- ◆ 캡쳐 기능이 있는 16비트 업/다운 카운터
- ◆ 샘플/홀드 기능을 갖는 8/10비트 A/D 컨버터
- ◆ 232바이트 레지스트 파일
- ◆ 레지스터-레지스터 구조
- ◆ PTS(Peripheral Transaction Server)
- ◆ 다섯 개의 8비트 I/O포트
- ◆ 세 개의 PWM 출력
- ◆ 네 개의 16비트 소프트웨어 타이머

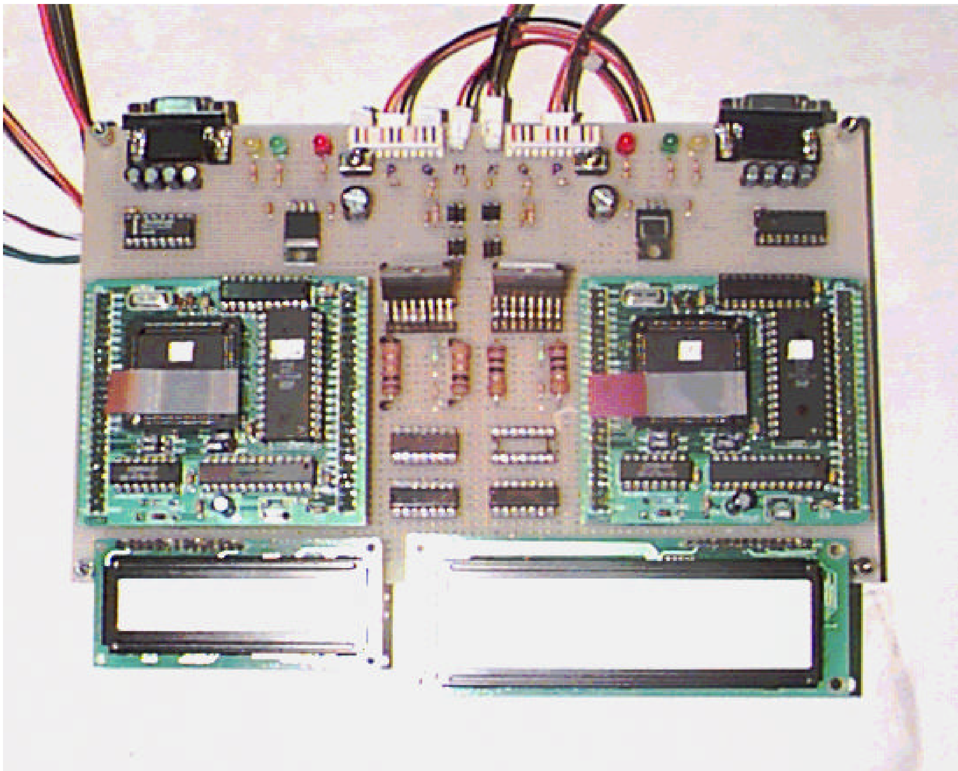


사진 2.4 **제작된 데이터 제어부의 실물사진**

Photo 2.4 Photograph of a data controller

제 3 장 적응퍼지제어 이론

3.1 개 요

적응퍼지제어기(Adaptive Fuzzy Controller)는 플랜트의 구조나 파라미터들에 큰 불확실성, 그리고 미지의 값 변화가 있는 상황에서 시스템의 연속적인 성능을 유지시킨다[20].

제어기가 적응퍼지시스템으로 설계된다는 것은 적응 알고리즘을 가지는 퍼지로직시스템(Fuzzy Logic System)으로 구성된다는 것이다. 즉, 퍼지로직시스템의 파라미터가 적응된다는 것이다[7,8].

적응퍼지제어기는 전문가의 언어적 정보(Linguistic Information)를 이용할 수 있는 장점이 있다[21]. 이것은 고차의 불확실성을 가지는 시스템에 대해서 특히 중요하다. 왜냐하면, 이러한 시스템이 제어 이론적인 측면에서 제어가 어려울 지라도 퍼지적으로 묘사되는 전문가의 언어적 정보에 의해서는 성공적으로 제어가 될 수 있기 때문이다. 또, 적응퍼지제어는 제어대상 시스템의 정확한 수학적인 모델을 요구하지 않는다. 단지 제어대상 시스템의 차수(Order)와 시스템 변수의 한계값(Bounds)정도만을 필요로 한다. 그리고 적응퍼지제어기의 퍼지로직시스템은 비선형 제어동작을 충분히 수행할 수 있다. 퍼지로직시스템의 파라미터들이 적응 규칙(Adaptive Law)에 의해 효과적으로 적응됨에 따라 퍼지로직시스템은 비선형 시스템을 제어할 수 있게 된다.

적응퍼지제어기는 퍼지로직시스템이 바로 제어기를 설계하는데 사용되는가, 아니면 시스템을 퍼지적으로 묘사하는데 사용되는가에 따라서 두 가지로 분류할 수 있다. 전자의 경우를 직접(Direct)적응퍼지제어기라고

하고 후자의 경우를 간접(Indirect)적응퍼지제어기라고 한다. 직접적응퍼지제어기는 플랜트와 기준 모델사이의 출력 오차가 감소하도록 조정되는 퍼지로직시스템이 직접 제어기로 사용된다. 즉, 어떤 상황에서 어떤 제어가 이루어져야할 지를 언급한 언어적 퍼지 제어 규칙이 직접 제어기 속에서 구체화된다. 간접적응퍼지제어기는 플랜트의 파라미터를 추정하기 위해서 퍼지로직시스템을 사용하고 추정된 파라미터를 플랜트의 실제 값이라고 보고 제어기를 설계한다. 따라서 미지의 플랜트 동작을 묘사하는 퍼지 IF-THEN 규칙이 제어기에서 구체화된다.

적응퍼지제어기에서 사용되는 퍼지로직시스템의 조정가능 파라미터들이 선형인지 비선형인지에 따라 각각 1형(First-type) 적응퍼지제어기와 2형(Second-type) 적응퍼지제어기로 나눌 수 있다. 식(3.1)은 퍼지로직시스템을 나타내고 있다[22].

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{l=1}^{M} \beta_l \left[\Pi_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i) \right]}{\sum_{l=1}^{M} \left[\Pi_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i) \right]} \tag{3.1}$$

여기서, β_l는 적응 파라미터, $\mu_{F_i^l}(x_i)$는 소속함수이다.

적응 파라미터 β_l만이 조정가능 파라미터라면 1형 적응퍼지제어기이고, 적응 파라미터 β_l과 함께 소속함수 $\mu_{F_i^l}(x_i)$도 조정가능 파라미터라면 2형 적응퍼지제어기이다.

3.2 간접적응퍼지제어

본 연구에서는 제어 목적을 세우고, 그런 다음 구조적 방법으로 이런 제어 목적을 달성하기 위한 퍼지로직시스템을 기본으로 간접적응퍼지제어기를 설계하고 구현하였는데 그림 3.1은 간접적응퍼지제어기의 블럭선도을 나타낸다. 그림에서와 같이 기준 모델과 플랜트의 출력 오차를 가지고 적응 규칙을 결정하여 조정 가능한 파라미터들을 적응시키고 퍼지베이시스함수(Fuzzy Basis Function)와 함께 플랜트의 인식 모델(Identification Model)을 만든다. 제어 입력은 인식 모델의 추정 플랜트 함수를 가지고 제어 목적을 달성할 수 있도록 하는 기본제어 입력과 플랜트의 한계값을 가지고 플랜트의 출력값을 감시하는 감독제어 입력으로 구성된다.

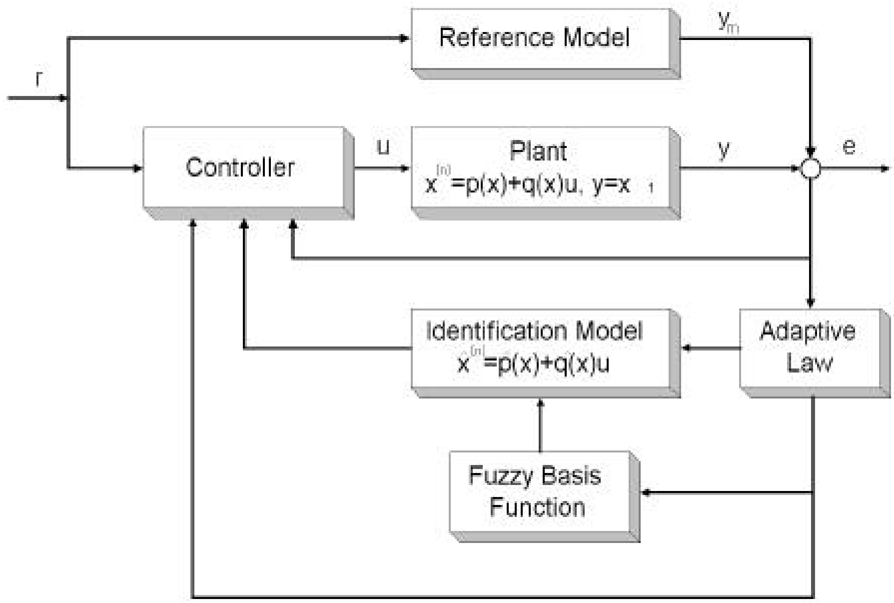


그림 3.1 간접적응퍼지제어 시스템의 블럭선도

Figure 3.1 Block diagram of the indirect adaptive fuzzy control system

3.2.1 인식 모델

n차 비선형 시스템

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = x_3, \quad \cdots$$

$$\dot{x}_n = p(x_1, \cdots, x_n) + q(x_1, \cdots, x_n)u, \ \ y = x_1 \qquad (3.2)$$

또는

$$x^{(n)} = p(x, \dot{x}, \cdots, x^{(n-1)}) + q(x, \dot{x}, \cdots, x^{(n-1)})u, \ \ y = x \qquad (3.3)$$

여기서, $p(\underline{x})$, $q(\underline{x})$: 미지의 플랜트 함수,

$u \in \mathrm{R}$, $y \in \mathrm{R}$: 시스템의 입출력,

$\underline{x} = (x_{1,} x_2, \cdots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \cdots, x^{(n-1)})^T \in R^N$ 이다.

$p(\underline{x})$와 $q(\underline{x})$는 미지의 플랜트 함수이므로 간접적응퍼지제어기에서는 이를 식(3.4)와 식(3.5)의 퍼지로직시스템으로 추정한다.

$$\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p) = \underline{\beta}_p^T \ \underline{\xi}_p(\underline{x}) \qquad (3.4)$$

$$\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q) = \underline{\beta}_q^T \ \underline{\xi}_q(\underline{x}) \qquad (3.5)$$

여기서, $\underline{\beta} = (\beta_{1,} \cdots, \beta_M)^T$: 적응 파라미터

$$\xi_l(\underline{x}) = \frac{\Pi_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^{M} [\Pi_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)]},$$

$\underline{\xi}(\underline{x}) = (\xi_1(\underline{x}), \cdots, \xi_M(\underline{x}))^T$: 퍼지베이시스함수[23] 이다.

3.2.2 기본 제어

제어 목적은 모델 내부의 모든 신호가 제한되어진다는 가정 하에서 $y(t)$가 주어진 제한기준신호 $y_m(t)$를 따르도록 하는 것이다. 이러한 제어 목적을 달성하기 위해 추정 오차 $e = y_m - y$ 는 가능한 한 작아야만 한다.

다항식 $h(s) = s^n + k_1 s^{(n-1)} + \cdots + k_n$의 모든 근들을 개루프 좌반면에 위치하도록 $\underline{k} = (k_n, \cdots, k_1)^T \in R^N$를 결정하면 제어 입력은 다음과 같다.

$$u = \frac{1}{q(\underline{x})}[-p(\underline{x}) + y_m^{(n)} + \underline{k}^T \underline{e}] \qquad (3.6)$$

식(3.6)을 식(3.3)에 적용하면 $\underline{e} = (e, \dot{e}, \cdots, e^{(n-1)})^T$ 는 결과적으로

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \cdots + k_n e = 0 \qquad (3.7)$$

이 된다. 제어의 주요 목적인 $\lim_{t \to \infty} e(t) = 0$ 라는 것을 의미한다.

식(3.6)의 $p(\underline{x})$와 $q(\underline{x})$를 퍼지로직시스템 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$로 각각 교체하면 결과적으로 기본 제어(Certainty Equivalent Control) u_c는 다음과 같다.

$$u_c = \frac{1}{\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)}[-\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p) + y_m^{(n)} + \underline{k}^T \underline{e}] \qquad (3.8)$$

3.2.3 감독 제어

식(3.3)과 식(3.8)을 사용하면 다음과 같은 오차 방정식을 구할 수 있다.

$$e^{(n)} = -\underline{k}^T \underline{e} + [\hat{p}(\underline{x} | \underline{\beta}_p) - p(\underline{x})] + [(\hat{q}(\underline{x} | \underline{\beta}_q) - q(\underline{x})]u_c \tag{3.9}$$

또는

$$\underline{\dot{e}} = \Lambda_c \underline{e} + \underline{b}_c[(\hat{p}(\underline{x} | \underline{\beta}_p) - p(\underline{x})) + (\hat{q}(\underline{x} | \underline{\beta}_q) - q(x))u_c] \tag{3.10}$$

여기서, $\Lambda_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & -k_1 \end{bmatrix}$, $\underline{b}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

이다.

Λ_c는 안정한 행렬로 다음의 Lyapunov 방정식을 만족하는 양의 한정 대칭 행렬(Positive Definite Symmetric Matrix) P 가 존재한다. 여기서, Q 는 임의의 양의 한정 대칭 행렬이다[24].

$$\Lambda_c^T P + P\Lambda_c = -Q \tag{3.11}$$

Lyapunov 후보함수를

$$V_e = \frac{1}{2}\underline{e}^T P \underline{e} \tag{3.12}$$

로 놓고, 식(3.10)과 식(3.12)를 이용하면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{V}_e = \frac{1}{2}\,\dot{\underline{e}}^T P \underline{e} + \frac{1}{2}\,\underline{e}^T P \dot{\underline{e}} \tag{3.13}$$

$$= -\frac{1}{2}\,\underline{e}^T Q\underline{e}$$

$$+ \underline{e}^T P\,\underline{b}_c\,[\,(\hat{p}(\underline{x}\,|\,\underline{\beta}_p) - p(\underline{x})) + (\hat{q}(\underline{x}\,|\,\underline{\beta}_q) - q(x))u_c]$$

추정 오차 e가 제어 목적에 따라 0으로 수렴하기 위해서는 V_e가 제한되어야 한다. $\dot{V}_e \leq 0$가 됨으로서 V_e는 설계자가 임의로 결정한 상수 $\overline{V}$보다 작도록 제한될 수 있다. 식(3.13)에서 $\dot{V}_e \leq 0$ 를 만족하기 위해서는 마지막 항이 0보다 작도록 해 주어야 한다. 기본 제어 u_c와 함께 감독 제어(Supervisory Control) u_s를 부가함으로써 $V_e > \overline{V}$일 때, $\dot{V}_e \leq 0$ 이 되도록 제한할 수 있다. 따라서 최종적인 제어 입력 u는 다음과 같이 된다.

$$u = u_c + u_s \tag{3.14}$$

식(3.14)를 사용하여 오차 방정식을 다시 구하면 다음과 같다.

$$\dot{\underline{e}} = \Lambda_c \underline{e} + \underline{b}_c\,[\,(\hat{p}(\underline{x}\,|\,\underline{\beta}_p) - p(x))$$

$$+ (\hat{q}(\underline{x}\,|\,\underline{\beta}_q) - q(x))u_c - q(x)u_s] \tag{3.15}$$

식(3.15)와 식(3.12)를 이용하면 다음과 같다.

$$\dot{V}_e = -\frac{1}{2}\underline{e}^T Q\underline{e} + \underline{e}^T P\,\underline{b}_c[(\hat{p}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_p) - p(\underline{x})) \tag{3.16}$$

$$+ (\hat{q}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_q) - q(x))u_c - q(x)u_s]$$

$$\leq -\frac{1}{2}\underline{e}^T Q\underline{e} + |\underline{e}^T P\,\underline{b}_c|\,[\,|\hat{p}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_p)| + |p(\underline{x})|$$

$$+ |\hat{q}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_q)u_c| + |q(x))u_c|] - \underline{e}^T P\,\underline{b}_c q(\underline{x})u_s$$

여기서, p^U, $\cdot\, q^U$, q_L **는 플랜트 함수의 한계**(Bounds)**이다**.

p^U, $\cdot\, q^U$, q_L **를 기초로 하고,** **식**(3.16)**을 관찰함으로써 다음과 같은 감독 제어** u_s**를 선택할 수 있다**.

$$u_s = I_1^*\,sgn(e^T P\,\underline{b}_c)\,\frac{1}{q_L(\underline{x})}[\,|\hat{p}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_p)| + p^U(\underline{x})$$

$$+ |\hat{q}(\underline{x}\mid\underline{\beta}_q)u_c| + |q^U(\underline{x})u_c|] \tag{3.17}$$

여기서, 만약 $V_e > \overline{V}$ **이면** $I_1^* = 1$, $V_e \leq \overline{V}$ **이면** $I_1^* = 0$ **이다**.
만약 $y \geq 0$ **이면** $sgn(y) = 1$ **이고,** $y < 0$ **이면** $sgn(y) = -1$ **이다**.

만일 $V_e > \overline{V}$ **인 경우에 식**(3.17)**을 식**(3.16)**에 대입하면 다음 식**(3.18)**과 같이** $\dot{V}_e$**가** 0**보다 작아짐을 알 수 있다**.

$$\dot{V}_e \leq -\frac{1}{2}\underline{e}^T Q\underline{e} \leq 0 \tag{3.18}$$

3.2.4 적응 규칙

앞에서 제어 입력 u를 얻기 위해 기본 제어 u_c와 감독 제어 u_s를 구했다. 다음은 퍼지로직시스템의 적응 파라미터를 얻어내기 위해서 적응 규칙을 구하는 과정이다. 먼저, 다음을 정의하자.

$$\underline{\beta}_p^{*} = \arg\min_{\underline{\beta}_p \in \Omega_p} [\sup_{\underline{x} \in U_c} |\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p) - p(\underline{x})|] \quad (3.19)$$

$$\underline{\beta}_q^{*} = \arg\min_{\underline{\beta}_q \in \Omega_q} [\sup_{\underline{x} \in U_c} |\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q) - q(\underline{x})|] \quad (3.20)$$

여기서, Ω_p와 Ω_q는 각각 설계자가 선택하는 $\underline{\beta}_p$와 $\underline{\beta}_q$ 에 대한 강제집합 (Constraint Set)이다. 즉, Ω_p와 Ω_q에 대해서 $\underline{\beta}_p$와 $\underline{\beta}_q$ 는 제한되어야 한다.

$$\Omega_p = \{ \underline{\beta}_p : | \underline{\beta}_p | \le M_p \} \quad (3.21)$$

$$\Omega_q = \left\{ \underline{\beta}_q : | \underline{\beta}_q | \le M_q , \ \bar{y}^l \ge \varepsilon \right\} \quad (3.22)$$

여기서, M_p , M_q, ε는 설계자가 정하는 양의 상수이다. 식(3.1)의 퍼지로직시스템은 $\bar{y}^l$의 평균값을 가중치로 두고 있으므로, $\bar{y}^l \ge \varepsilon > 0$는 일치하는 퍼지로직시스템이 양임을 뜻한다.

최소근사오차(Minimum Approximation Error)를 다음과 같이 정의하자

$$\omega = (\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p^{*}) - p(\underline{x})) + (\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q^{*}) - q(\underline{x}))u_c \quad (3.23)$$

그런 다음 식(3.15)의 오차 방정식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\dot{\underline{e}} = \Lambda_c \underline{e} - \underline{b}_c q(\underline{x}) u_s + \underline{b}_c [(\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p) - \hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p^*)) + (\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q) - \hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q^*)) u_c + \omega] \qquad (3.24)$$

만일 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$**와** $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$**를 식**(3.4)**과 식**(3.5)**형태의 퍼지로직시스템으로 선택한다면**, **식**(3.24)**는 다음과 같이 쓸 수 있다**.

$$\dot{\underline{e}} = \Lambda_c \underline{e} - \underline{b}_c q(\underline{x}) u_s + \underline{b}_c \omega + \underline{b}_c [\underline{\Phi}_p^T \xi_p(\underline{x}) + \underline{\Phi}_q^T \xi_q(\underline{x}) u_c] \qquad (3.25)$$

여기서, $\underline{\Phi}_p = \underline{\theta}_p - \underline{\theta}_p^*$, $\underline{\Phi}_q = \underline{\theta}_q - \underline{\theta}_q^*$**이다**.

Lyapunov **후보 함수를 보면**

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\nu_1} \underline{\Phi}_p^T \underline{\Phi}_p + \frac{1}{2\nu_2} \underline{\Phi}_q^T \underline{\Phi}_q \qquad (3.26)$$

여기서, ν_1, ν_2**는 양의 상수이다**.

식(3.25)**을 식**(3.26)**에 대입하고** V **를 미분하면 다음과 같다**.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} - q(\underline{x}) \underline{e}^T P \underline{b}_c u_s + \underline{e}^T P \underline{b}_c \omega + \frac{1}{\nu_1} \underline{\Phi}_p^T [\dot{\underline{\beta}}_p + \nu_1 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi_p}(\underline{x})] + \frac{1}{\nu_2} \underline{\Phi}_q^T [\dot{\underline{\beta}}_q + \nu_2 \underline{e}^T P \underline{b}_c \underline{\xi_q}(\underline{x}) u_c] \qquad (3.27)$$

여기서, $\dot{\underline{\Phi}}_p = \dot{\underline{\beta}}_p$, $\dot{\underline{\Phi}}_q = \dot{\underline{\beta}}_q$ 이다.

식(3.27)에서 식(3.17)과 $q(\underline{x})>0$ 으로부터 $q(\underline{x})\ \underline{e}^T P\ \underline{b}_c u_s \geq 0$임을 알 수 있다. 따라서 다음과 같은 적응 규칙을 구할 수 있다.

$$\dot{\underline{\beta}}_p = -\nu_1\ \underline{e}^T P\ \underline{b}_c \underline{\xi_p}(\underline{x}) \tag{3.28}$$

$$\dot{\underline{\beta}}_q = -\nu_2\ \underline{e}^T P\ \underline{b}_c \underline{\xi_q}(\underline{x}) u_c \tag{3.29}$$

식(3.27)에 식(3.28)과 식(3.29)의 적응 규칙을 대입하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}\ \underline{e}^T Q \underline{e} + \ \underline{e}^T P\ \underline{b}_c \omega \tag{3.30}$$

식(3.30)의 첫 항은 Q가 양의 한정 행렬이므로 0보다 작음을 알 수 있다. $\underline{e}^T P\ \underline{b}_c \omega$ 항이 최소근사오차의 차수이므로 $\omega = 0$ 이라면, 즉 미지의 플랜트 함수 $p(\underline{x})$, $g(\underline{x})$와 추정 플랜트 함수 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$, $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$의 오차가 충분히 작다면, $\dot{V} \leq 0$ 를 얻을 수 있다. 보편근사이론(Universal Approximation Theorem)에 의해서 ω는 충분히 작을 것이라고 예측할 수 있다.

3.3 각 형의 제어기 특성

3.3.1 1형 간접적응퍼지제어기

1형 간접적응퍼지제어기는 퍼지 시스템 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$에 대한 규칙의 *IF* 부분에서 퍼지 집합을 고정함으로서 퍼지 시스템의 변수가 선형이 된다는 이점이 있다. 즉, 고정된 소속함수로서 퍼지베이시스함수를 구성하고 퍼지로직시스템을 결정함으로서 변수를 조정하기 위한 적응규칙을 비교적 간단하게 적용할 수 있다. 그리고 복잡한 비선형 문제에 관심을 두지 않기 때문에 적응 단계에서 더 빠르게 수렴할 수 있다.

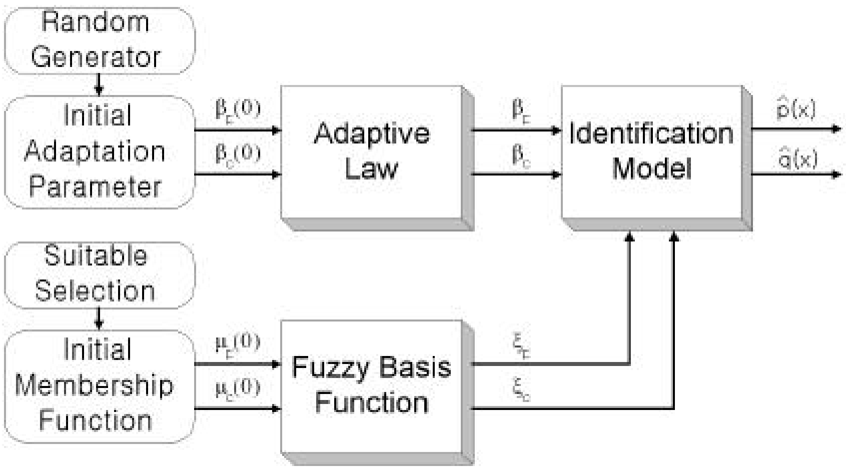


그림 3.2 1**형 간접적응퍼지제어기의 조정가능 파라미터**

Figure 3.2 Adjustable parameters of a first-type indirect adaptive fuzzy controller

그러나 입력 공간 U_c의 가능한 모든 조합을 생각해야한다는 단점도 있다. 퍼지로직시스템의 소속 함수가 고정되어 변화될 수 없기 때문에 입력 영역을 모두 포함할 수 있는 퍼지 규칙을 가져야 한다. 즉, 그림 3.3와 같은 모든 입력 공간 U_c를 분할하여 조합되는 소속 함수들이 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$의 퍼지규칙베이스 안에 적어도 하나의 규칙이 있어야 한다는 것을 의미한다. 일반적으로, 시스템 내부 변수의 실제 경로가 입력 공간 U_c의 어느 작은 영역 안에서만 존재하기 때문에 실제로 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$에 대한 많은 규칙들이 제어기에 사용되지 못한다. 따라서 1형 적응퍼지제어기에는 조정 가능 변수들을 이용하는데 효율적이지 못한 단점이 있다.

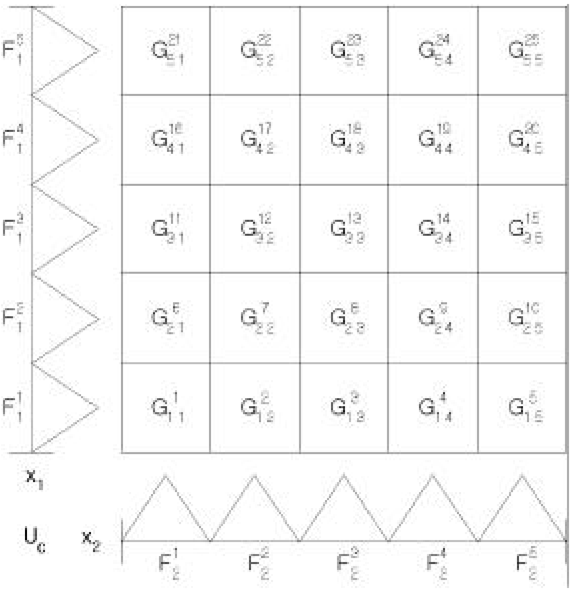


그림 3.3 2차 시스템에 대한 퍼지 규칙

Figure 3.3 Fuzzy rules for a 2nd-order system

3.3.2 2형 간접적응퍼지제어기

1형 적응퍼지제어기는 고차 시스템들에 대해서 매우 많은 수의 규칙들을 요구할 수 있다. 이런 규칙의 과다 문제를 해결하는 2형 적응퍼지제어기는 퍼지 규칙 *IF* 부분의 퍼지 집합을 조정하여 변할 수 있도록 허용하는 것이다.

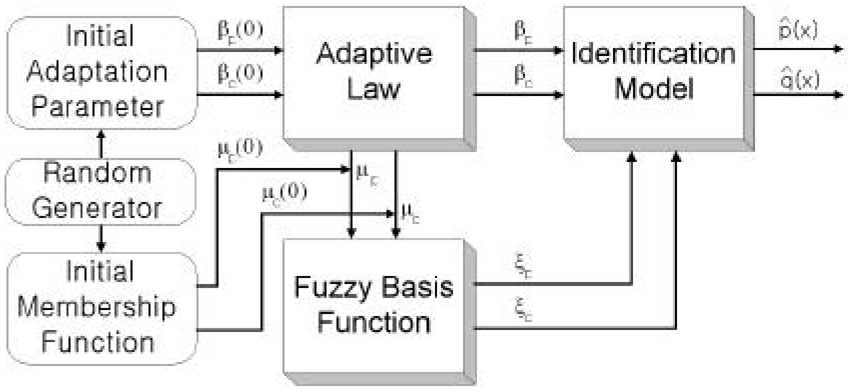


그림 3.4 2형 간접적응퍼지제어기의 조정가능 파라미터

Figure 3.4 Adjustable parameters of a second-type indirect adaptive fuzzy controller

결과적으로 작은 숫자의 퍼지 규칙만 필요하게 되지만 좀 더 복잡한 적응규칙을 사용해야만 하는 단점이 있다. 적응 규칙에서는 적응 파라미터 $\underline{\beta}_p$, $\underline{\beta}_q$와 함께 소속함수 $\mu_{F_i^l}$에 대한 조정 알고리즘도 필요하게 된다. 따라서 알고리즘의 계산량이 많아져서 실시간 제어가 어려울 수 있다. 그리고 퍼지로직시스템의 추정되는 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$의 변수가 비선형이 되기 때문에 초기 적응 단계에서 빠른 수렴을 얻지 못할 수도 있다.

3.3.3 2/1형 간접적응퍼지제어기

본 연구에서 제한 2/1형 간접적응퍼지제어기는 1형과 2형 간접적응퍼지제어기의 장점만을 고려하여 설계한 제어기이다. 1형 간접적응퍼지제어기는 고정된 소속함수를 사용하기 때문에 퍼지 시스템의 변수가 선형이 되어서 간단한 적응 규칙을 적용할 수 있고 비선형 문제가 없기 때문에 초기 적응 단계에서 빠르게 적응할 수 있는 장점이 있다. 그리고 2형 간접적응퍼지제어기는 퍼지 규칙 *IF* 부분의 퍼지 집합을 조정할 수 있기 때문에 불필요한 입력 공간의 소속 함수를 사용하지 않고 작은 수의 퍼지 규칙만을 가지고 사용할 수 있는 장점이 있다.

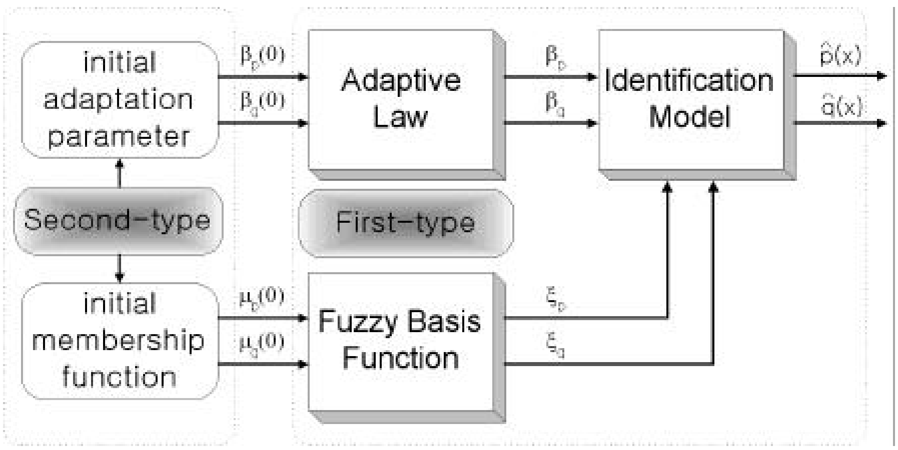


그림 3.5 2/1형 간접적응퍼지제어기의 조정가능 파라미터

Figure 3.5 Adjustable parameters of a second/first-type indirect adaptive fuzzy controller

이 두 형의 장점을 적용하기 위하여 $2/1$형 간접적응퍼지제어기에서는 먼저 2형 적응퍼지제어기로서 시스템에서 가장 주요하게 사용되는 소속함수들을 찾아내고 이 소속함수들을 1형 적응퍼지제어기에 적용하여 그 퍼지 규칙들을 초기화하였다. 즉, 먼저 2형 적응퍼지제어기를 설계하고 시스템에 적용함으로서 퍼지 규칙 IF 부분의 퍼지 집합들이 적응 과정을 거쳐서 플랜트 내부 변수들의 공간을 적절하게 사용하게 된다. 여기서 적응된 소속함수들을 1형 적응퍼지제어기의 소속 함수로 사용함으로서 제어기는 작은 수의 퍼지 규칙만을 가지고도 시스템을 잘 표현할 수 있게 된다. 이런 과정을 거침에 따라 제어기는 작은 수의 퍼지 규칙들을 가지고도 간단한 적응 규칙을 사용할 수 있게 된다.

또, $2/1$형 적응퍼지제어기는 초기 제어기를 구성하는데 있어서 적응된 소속함수와 함께 적응된 파라미터 $\underline{\beta}_p$, $\underline{\beta}_q$도 사용할 수 있는 장점이 있다. 보통 초기 적응 파라미터 $\underline{\beta}_p(0)$와 $\underline{\beta}_q(0)$는 언어적 정보들에 의해 결정된다. 물론 시스템에 대한 전문가적인 지식이 있다면 적절한 초기 적응 파라미터를 결정할 수 있다. 그러나 이런 지식이 없다면 적절한 초기 적응 파라미터를 결정할 수 없게 되어서 초기 제어기는 제 역할을 못하게 되고 시스템의 초기 성능을 기대하기 어렵다. $2/1$형 적응퍼지제어기는 이런 시스템의 초기 성능을 개선시키고 제어기의 빠른 적응을 위해서 2형 적응퍼지제어기에서 적응된 파라미터를 1형 적응퍼지제어기의 초기 적응 파라미터로 사용하고 있다.

제 4 장 자세 안정화 제어기 설계

4.1 자세제어 알고리즘

그림 4.1은 스테빌라이저 시스템의 자세를 안정화시키기 위한 간접적응 퍼지제어 시스템의 블록선도이다. 시스템의 회전 운동성분인 롤과 피치에 의한 자세 변화를 검출하는 자이로 센서의 출력값이 기준 입력이 된다. 물론, 시스템의 자세 변화각을 얻기 위하여 적분기를 통하였고 자세를 보상시키기 위한 반전값을 취한다. 이 기준 입력과 스테빌라이저 시스템 자세 보상각과의 오차가 간접적응퍼지제어기에 입력된다.

초기 제어기는 $\beta_p(0)$, $\beta_q(0)$의 값을 가지고 인식 모델과 제어 입력을 만든다. 초기 파라미터 $\beta_p(0)$, $\beta_q(0)$는 시스템에 대한 전문가적인 지식을 가지고 있을 때는 그것을 언어적 정보로 적용하여 결정할 수 있으나, 그렇지 않을 때는 시스템의 한계를 고려하여 적절히 결정할 수 있다. 이것이 제어기의 초기 성능을 결정한다.

적응 규칙은 인식 모델과 플랜트의 출력 오차를 줄일 수 있도록 조정가능 파라미터 β_p, β_q를 적응시킨다. 적응된 파라미터 β_p, β_q와 퍼지베이시스함수는 플랜트에 대한 인식 모델을 만든다. 퍼지베이시스함수는 1형 적응퍼지제어일 경우는 초기 제어기에서 결정하여 고정되고, 2형 적응퍼지제어일 경우는 적응 파라미터와 같이 조정 가능하게 되어 적응 규칙에 의해 적응되어 간다. 제어 규칙에서는 기준 입력과 시스템 출력과의 오차가 0으로 수렴해야한다는 제어 목적에 부합할 수 있도록 하는 기본제어 입력을 만들고, 플랜트의 한계값 정보를 가지고 시스템이 항상 안정한 범위 내에 있도록 하는 감독제어 입력을 만들어 스테빌라이저 시스템에 인가된다.

$\dot{\theta}_g$: 자이로 센서의 출력 각속도 (시스템의 자세 변화률) [rad/sec]

θ_g : 자이로 센서의 출력 적분값 (시스템의 자세 변화각) [rad]

θ_m : 모터의 출력 각변위 (시스템의 자세 보상각) [rad]

θ_e : 각변위 오차 (시스템의 자세 보상 오차각) [rad]

u_c : 기본제어 입력

u_s : 감독제어 입력

u : 제어 입력 , $u = u_c + u_s$

$\hat{p}(x)$, $\hat{q}(x)$: 인식 모델 함수

$\beta_p(0)$, $\beta_q(0)$: 초기 적응 파라미터

β_p, β_q : 조정 가능한 적응 파라미터

ξ : 퍼지베이시스함수 (1형 : 선형 함수, 2형 : 비선형 함수)

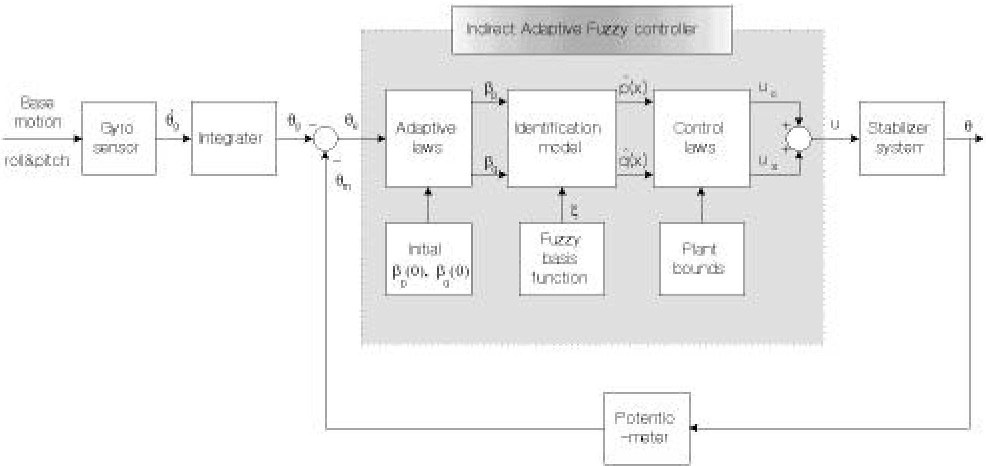


그림 4.1 자세 제어를 위한 간접적응퍼지제어 시스템의 블럭선도

Figure 4.1 Block diagram of a designed indirect adaptive fuzzy control system for motion control

4.2 간접적응퍼지제어기 설계

간접적응퍼지제어기를 설계하는데는 오프라인 전처리, 초기 제어기 구성, 온라인 적응의 3단계로 이루어진다.

오프라인 전처리에서는 먼저 $s^n + k_1 s^{n-1} + \cdots + k_n = 0$의 모든 근이 좌반면에 위치하도록 $k_1, \cdots, k_n$을 선택한다. 그리고 양의 한정행렬 Q를 선정하고 식(3.11)의 Lyapunov 방정식에 대입하여 대칭 행렬 $P>0$을 구한다. 마지막으로 실제적인 제한 조건에 기초하여 설계 변수 M_p, M_q, ε, $\overline{V}$ 를 결정한다. 실제적인 제어 문제에 있어서 시스템 내부변수 $\underline{x}(t)$와 제어 입력 u가 제한되어지는 것이 요구된다. 주어지는 제한 조건에 대하여 시스템의 상태와 제어가 제한 함수 안에 있도록 설계 변수 $\underline{k}$, M_p, M_q, ε, $\overline{V}$ 를 결정할 수 있다. 이렇게 하기 위해서는 $|\underline{y}_m|$, $|\underline{y}_m^n|$, $|p^U(\underline{x})|$, $q^U(\underline{x})$, $q_L(\underline{x})$ 의 고정된 한계를 구하는 것이 필요하다.

다음 단계는 초기 제어기를 구성하기 위해서 입력 공간을 균일하게 분할하는 소속 함수 $\mu_{F_i^l}$ 를 결정한다. 그리고 퍼지로직시스템 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$에 대한 퍼지규칙베이스을 구성한다. 각 퍼지로직시스템을 구성하는 퍼지 규칙의 IF 부분은 $i=1,2,\cdots,n$에 대해서 $F_i^{l_i}$의 모든 가능한 조합으로 구성되어지는 $m_1 \times m_2 \times \cdots \times m_n$개의 규칙들로 구성된다. $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$와 $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$의 퍼지규칙베이스들은 각각 다음과 같은 규칙들로 구성된다.

$$R_p^{(l_{p1},\cdots,l_{pn})} : IF\ x_1\ is\ F_1^{l_{p1}}\ \text{and}\ \cdots\ \text{and}\ x_n\ is\ F_n^{l_{pn}}$$

$$THEN\quad \hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)\ is\ G^{(l_{p1},\cdots,l_{pn})} \tag{4.1}$$

$$R_q^{(l_{q1},\cdots,l_{qn})} : IF\ x_1\ is\ F_1^{l_{q1}}\ \text{and}\ \cdots\ \text{and}\ x_n\ is\ F_n^{l_{qn}}$$

$$THEN\quad \hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)\ is\ H^{(l_{q1},\cdots,l_{qn})} \tag{4.2}$$

초기 적응퍼지제어기는 식(4.1)**과 식**(4.2)**와 같은 언어적 규칙으로 구성되어진다**. **퍼지베이시스함수는 식**(4.3)**과 같이 구성된다**.

$$\xi^{(l_1,\cdots,l_n)}(\underline{x}) = \frac{\Pi_{i=1}^{n}\ \mu_{F_i^{l_i}}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{m_1}\cdots\sum_{l_n=1}^{m_n}(\Pi_{i=1}^{n}\mu_{F_i^{l_i}}(x_i))} \tag{4.3}$$

초기 적응 파라미터 $\underline{\beta}_p(0)$**와** $\underline{\beta}_q(0)$**를 적절히 결정하고 플랜트의 초기 추정 함수인** $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$**와** $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$**을 각각 식**(3.4)**과 식**(3.5)**에서 주어진다**.

온라인 적응단계에서는 제어 입력 u**를 플랜트에 적용한다**. **여기서 기본 제어** u_c**는 식**(3.8)**에서 감독 제어** u_s**는 식**(3.17)**에서 주어진다**.

그리고 $\hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p)$**와** $\hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q)$**는 각각 식**(3.4)**과 식**(3.5)**에서 주어진다**.

마지막으로 적응 파라미터들을 조정하기 위해서 적응 규칙을 사용한다.

1**형 적응퍼지제어기에서는** $\underline{\beta}_p$**와** $\underline{\beta}_q$**를 조정가능 파라미터로 한다**. **적응 파라미터** $\dot{\underline{\beta}}_p$**와** $\dot{\underline{\beta}}_q$**에 대한 적응 규칙은 각각 식**(3.28)**과 식**(3.29)**에서 주어진다**.

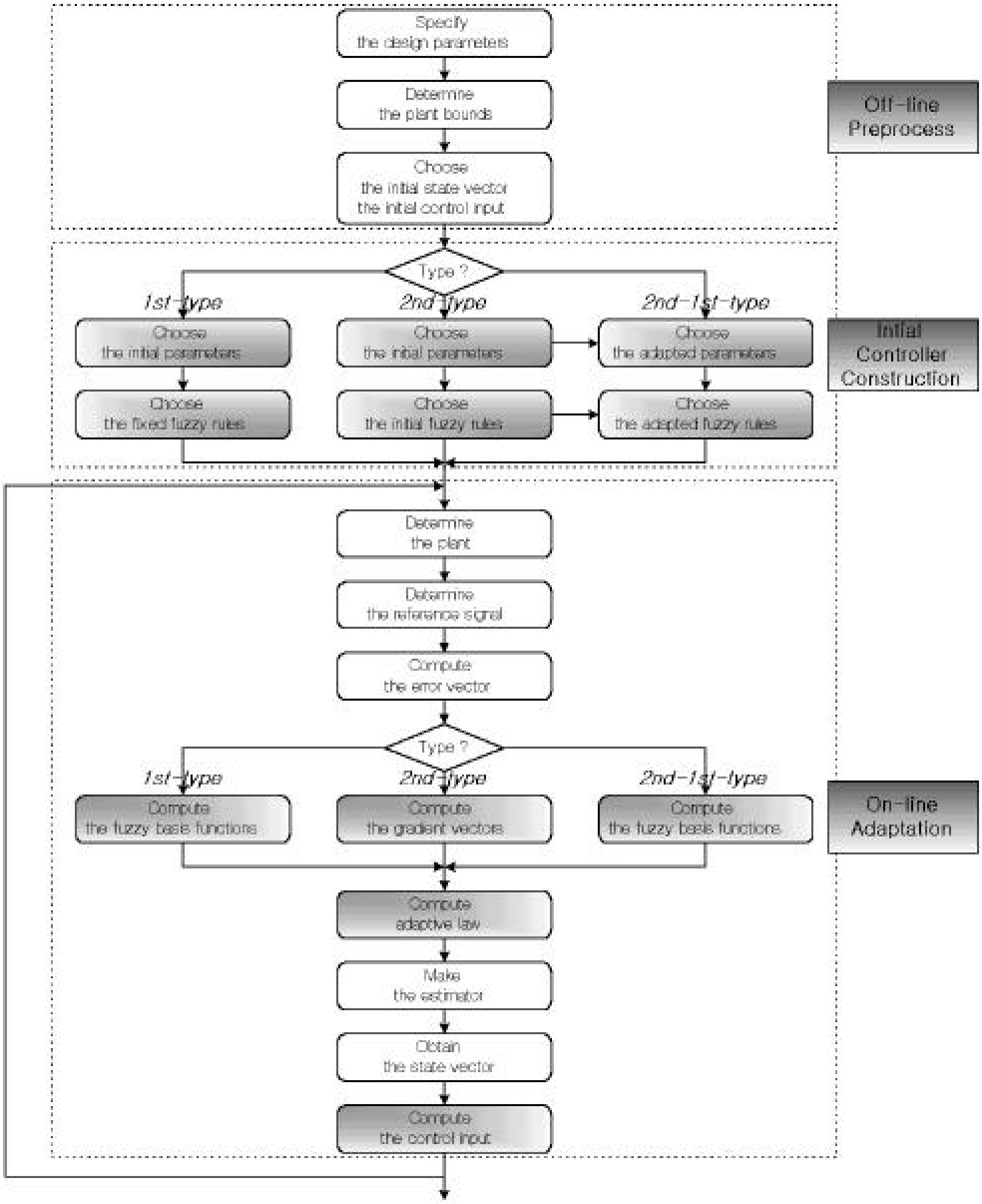


그림 4.2 간접적응퍼지제어 프로그램의 흐름도

Figure 4.2 Flow chart of a indirect adaptive fuzzy control program

4.3 시뮬레이션

4.3.1 시뮬레이션 모델

스테빌라이저 시스템의 자세 안정화 구동부로 사용되는 DC 모터의 수학 모델이 다음과 같다고 가정한다.

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \dot{i}_a(t) + e_b(t) \tag{4.4}$$

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \tag{4.5}$$

$$e_b(t) = K_b \omega_m(t) \tag{4.6}$$

$$T_m(t) = J_m \dot{\omega}_m(t) + B_m \omega_m(t) + T_L(t) \tag{4.7}$$

$$\dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \tag{4.8}$$

$$\dot{\omega}_m(t) = -\frac{K_i K_b + R_a B_m}{R_a J_m}\omega_m(t) + \frac{K_i}{R_a J_m} e_a(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \tag{4.9}$$

여기서, R_a : 전기자 저항, L_a : 전기자 인덕턴스,

J_m : 전기자 회전관성, B_m : 점성마찰계수,

K_i : 토크 정수, K_b : 역기전력 정수,

$e_a(t)$: 전기자 전압,

$i_a(t)$: 전기자 전류,

$e_b(t)$: 역기전력,

$\theta_m(t)$: 회전자 각변위,

$\omega_m(t)$: 회전자 각속도,

$T_m(t)$: 전동기 토크,

$T_L(t)$: 부하 토크.

이다. 이 때 사용된 각 파라미터들은 표 4.1과 같고, 이를 식(4.8)과 식(4.9)에 대입하면 다음과 같은 플랜트의 상태 방정식과 출력 방정식을 구할 수 있다.

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \qquad (4.10)$$

$$\dot{x}_2(t) = -3.625x_2(t) + 6.25u(t) - 50T_L(t) \qquad (4.11)$$

$$y(t) = x_1(t) \qquad (4.12)$$

여기서, $x_1(t), x_2(t)$는 상태변수, $u(t)$는 입력, $y(t)$는 출력, $T_L(t)$는 외란이다.

표 4.1 DC 모터의 파라미터

Table 4.1 Parameters of the DC motor

Parameter	Value	Unit
R_a	4	ohm
L_a	0	$henry$
J_m	0.02	$kg \cdot m^2$
B_m	0.01	$Nm/rad/\sec$
K_i	0.5	Nm/A
K_b	0.5	$V/rad/\sec$

4.3.2 제어기 파라미터 및 시뮬레이션 결과

식(4.11)에서 외란 $T_L(t)$을 인가하여 정리하면 다음과 같다.

$$x^{(2)}(t) = p(\underline{x}) + q(\underline{x})u \tag{4.13}$$

$$p(\underline{x}) = -3.625x_2 + 4.5\sin(x_1)\cos(x_2) + a_1(t)x_1x_2 \tag{4.14}$$

$$q(\underline{x}) = 6.25 + a_2(t) \tag{4.15}$$

상태 변수와 제어 입력의 한계는 다음과 같이 결정한다.

$$-\frac{\pi}{6} \le x_1 \le \frac{\pi}{6}, \quad -\frac{4\pi}{9} \le x_2 \le \frac{4\pi}{9}, \quad 0 \le u \le 25$$

플랜트의 고정 한계는

$$|p(\underline{x})| \le |-3.625x_2| + |4.5\sin(x_1)\cos(x_2)| + |a_1(t)x_1x_2| \le 11.02$$

$$|q(\underline{x})| \le |6.25| + |a_2(t)| \le 8.25$$

$$|q(\underline{x})| \ge 6.25 - |a_2(t)| \ge 4.25$$

와 같다. 그리고 안정 행렬의 계수는 $k_1 = 4$, $k_2 = 4$이고 양의 한정행렬 Q를 결정하고 식(3.11)에 대입하여 양의 대칭 한정행렬 P를 구한다.

$$Q = \begin{bmatrix} 32 & 0 \\ 0 & 32 \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} 36 & 4 \\ 4 & 5 \end{bmatrix}$$

각 형의 초기 제어기를 구성하는 소속함수와 적응 파라미터를 결정하는 방법은 각각 조금씩 다르다.

먼저 1형 퍼지로직시스템의 고정된 소속함수는 그림 3.6과 같이 결정한다. 각 소속함수의 수는 $m_1 = 5$, $m_2 = 5$가 되고 퍼지 규칙의 수는 $m = m_1 \times m_2 = 25$가 된다.

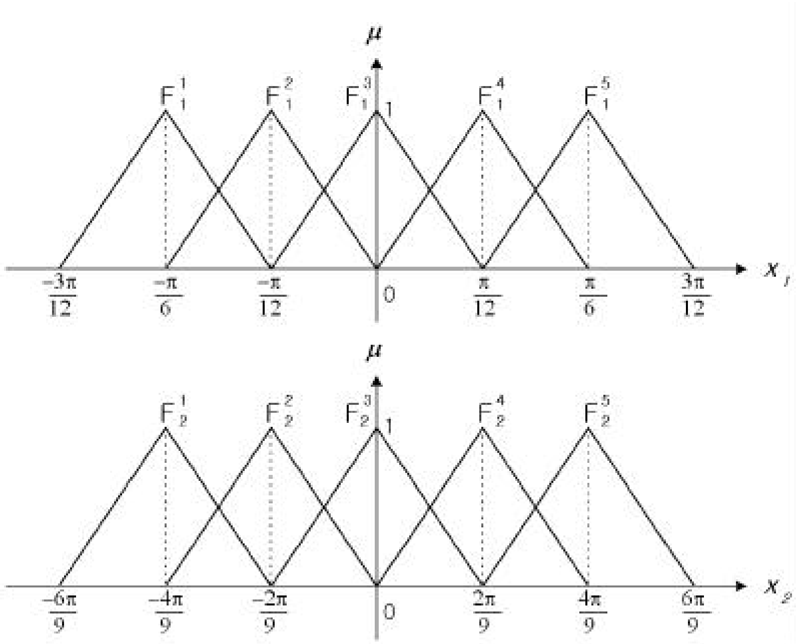


그림 4.3 1형 퍼지로직시스템의 소속 함수

Figure 4.3 Membership functions of a first-type fuzzy logic system

1형 적응 규칙에서 조정되는 초기 적응 파라미터는 퍼지 규칙의 수와 같이 25×1의 벡터로 구성되고 각 벡터의 값들은 플랜트의 한계값을 고려하여 결정한다. 초기 적응파라미터 $\beta_p(0)$는 [-5 5], $\beta_q(0)$는 [5 7.5]에서 난수를 발생하여 결정한다.

2형 적응퍼지제어기는 퍼지 규칙의 퍼지 집합들을 조정하여 개선시킬 수 있다. 따라서 초기 제어기를 구성하는 소속함수는 상태 변수들의 범위 내에서 임의로 결정한다. 식(4.16)과 식(4.17)과 같이 각 퍼지 규칙들은 각각 $m = 15$로 결정한다. 그리고 각 퍼지집합들은 삼각 퍼지를 사용하였고, 삼각 퍼지 집합의 중심값과 그 폭이 조정 가능한 파라미터가 된다.

$$R_p^{(l_m)} : IF \ x_1 \ is \ F_1^{l_{pm}} \ \text{and} \ x_2 \ is \ F_2^{l_{pm}} \quad THEN \quad \hat{p}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_p) \ is \ G^{(l_{pm})} \tag{4.16}$$

$$R_q^{(l_m)} : IF \ x_1 \ is \ F_1^{l_{qm}} \ \text{and} \ x_2 \ is \ F_2^{l_{qm}} \quad THEN \quad \hat{q}(\underline{x} \mid \underline{\beta}_q) \ is \ H^{(l_{qm})} \tag{4.17}$$

적응 파라미터는 15×1의 벡터로 이루어지며, 그 결정 범위는 1형과 동일하다.

마지막으로 2/1형 적응퍼지제어기에서는 2형의 정보를 1형의 초기 제어기로 사용한다. 즉, 2형에서 적응 규칙으로 조정된 소속함수들로 1형의 퍼지 집합을 구성하여 식(4.16)과 식(4.17)과 같은 초기 퍼지 규칙들을 결정한다. 물론 퍼지 규칙들은 1형의 25개보다 작은 15개로 결정할 수 있다. 그리고 이 규칙들은 모델을 가장 잘 묘사할 수 있는 퍼지 집합들로 이루진 것들이다. 기존의 1형이나 2형 적응퍼지제어기들은 초기 적응파라미터들을 정확한 전문가적 지식이 없는 상황에서 단순히 플랜트의 한계치 정보만으로 난수를 발생하여 결정하기 때문에 좋은 초기 성능을 기대하기 어렵다. 그러나 2/1형 제어기의 초기 적응 파라미터들은 2형에서 적응된 것들을 사용하기 때문에 양질의 언어적 정보를 적용한 효과를 얻을 수 있어 기준 입력에 대한 초기 수렴도 빠르다.

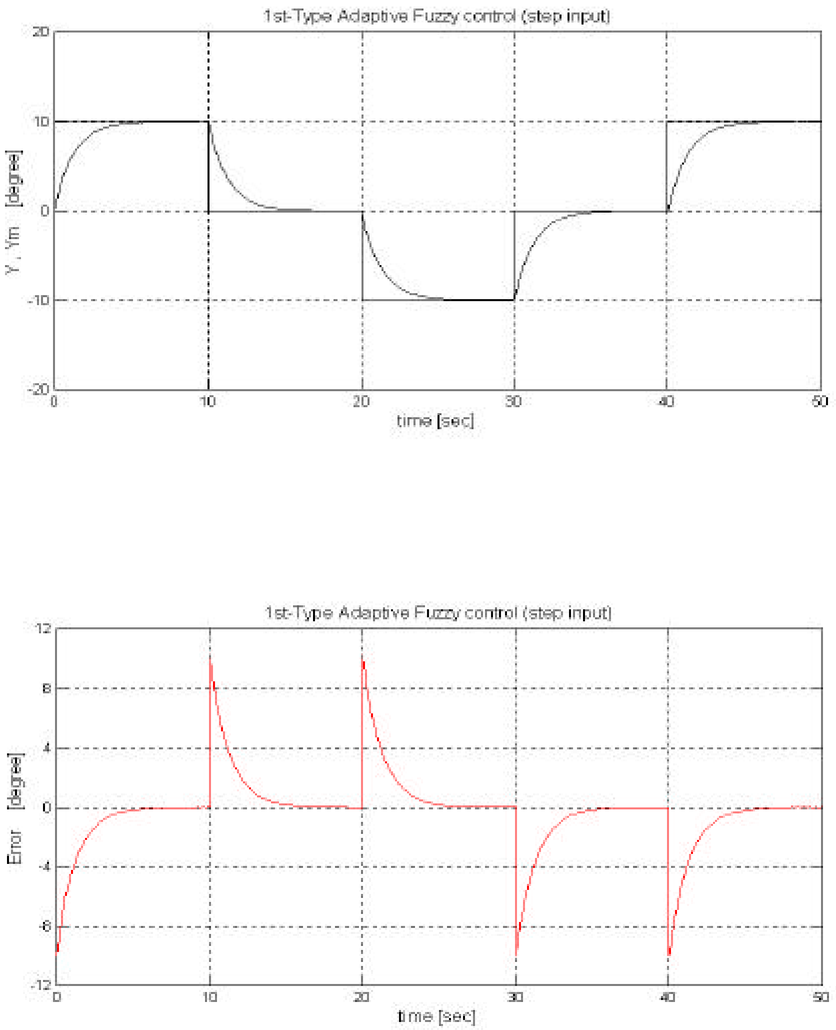
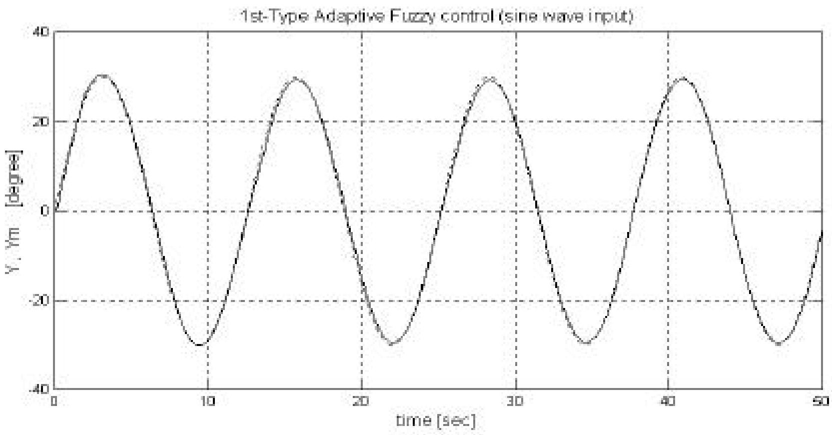


그림 4.4 1형 적응퍼지제어 시스템의 계단 입력에 대한 시뮬레이션 결과

Figure 4.4 Step response of the first-type adaptive fuzzy control system



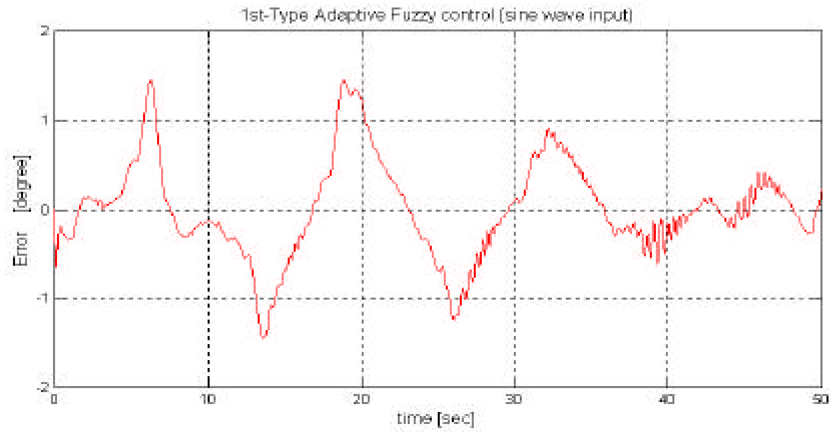
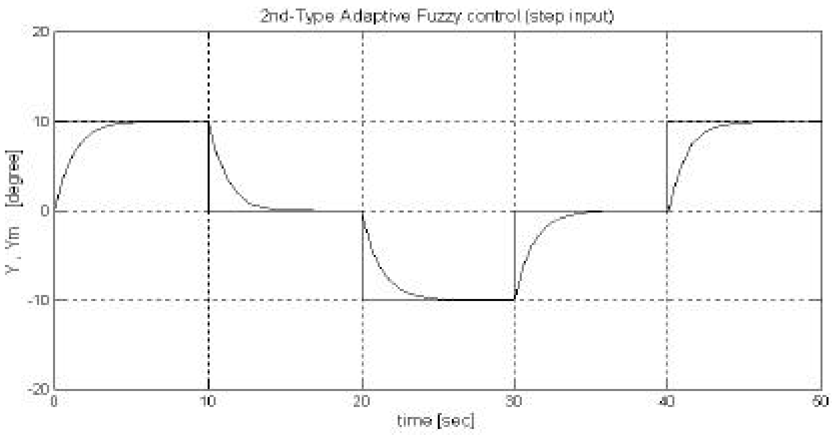


그림 4.5 1형 적응퍼지제어 시스템의 정현파 입력에 대한 시뮬레이션 결과

Figure 4.5 Sinusoidal response of the first-type adaptive fuzzy control system



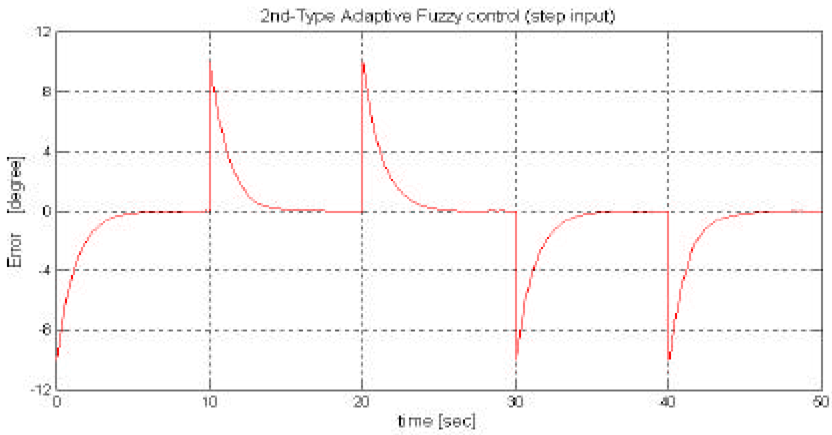
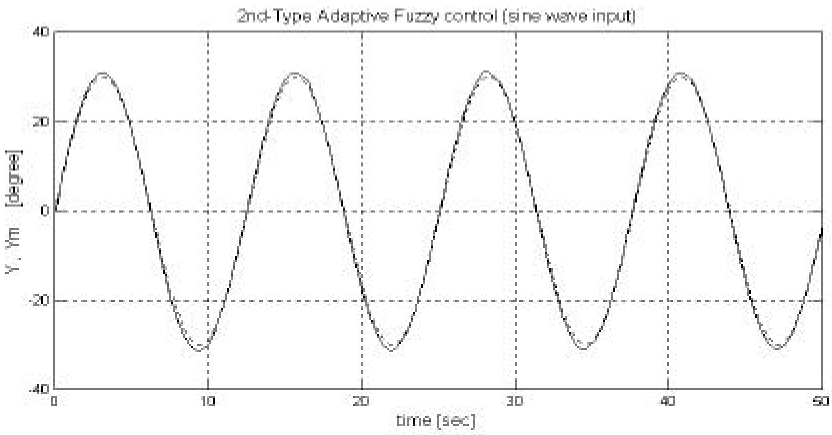


그림 4.6 2**형 적응퍼지제어 시스템의 계단 입력에 대한 시뮬레이션 결과**

Figure 4.6 Step response of the second-type adaptive fuzzy control system



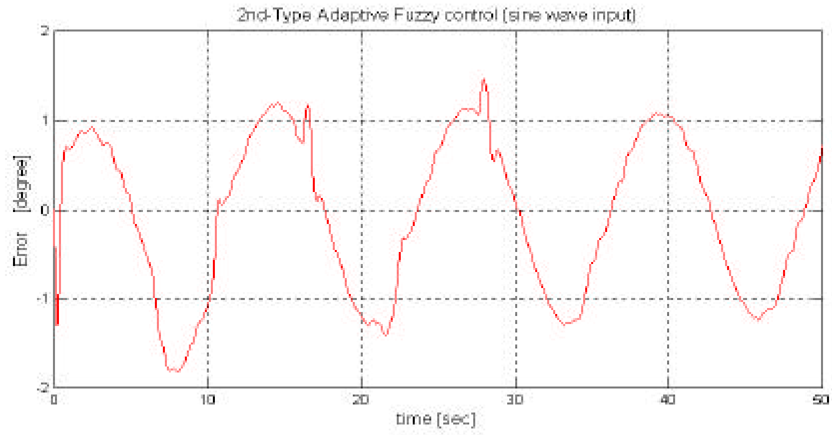
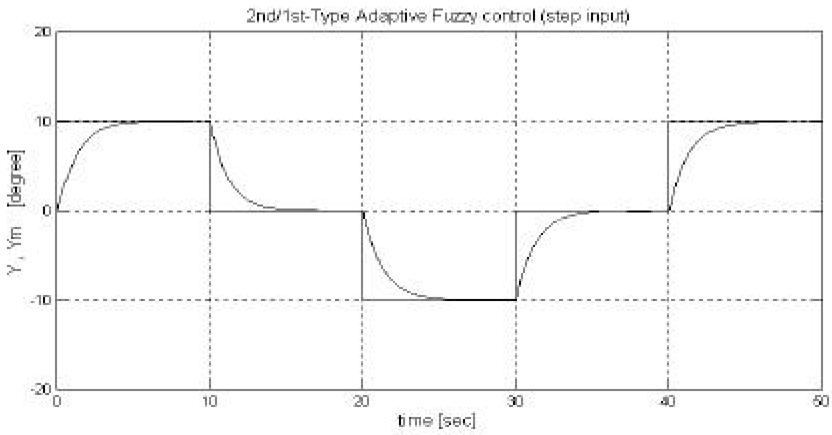


그림 4.7 **2형 적응퍼지제어 시스템의 정현파 입력에 대한 시뮬레이션 결과**

Figure 4.7 Sinusoidal response of the second-type adaptive fuzzy control system



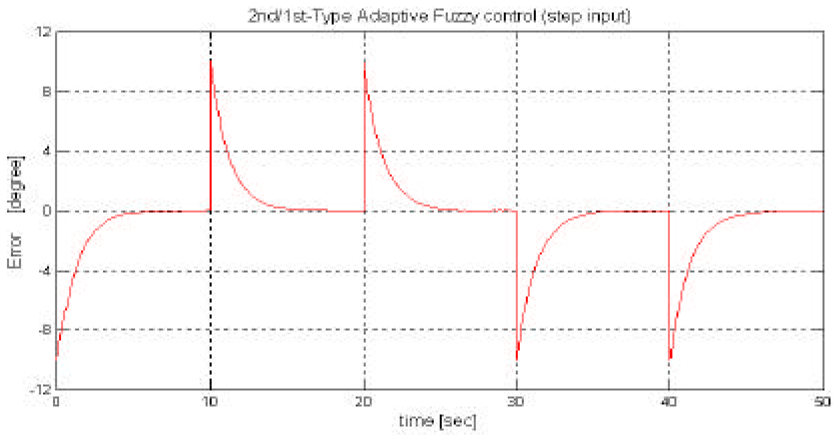
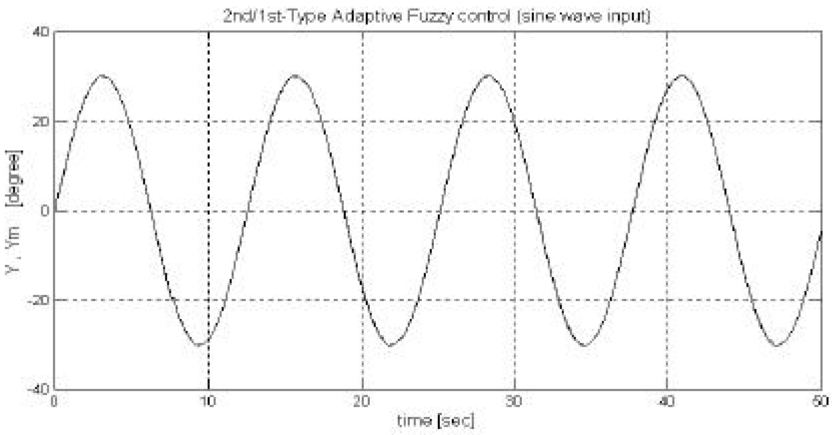


그림 4.8 2/1형 적응퍼지제어 시스템의 계단 입력에 대한 시뮬레이션 결과

Figure 4.8 Step response of the second/first-type adaptive fuzzy control system



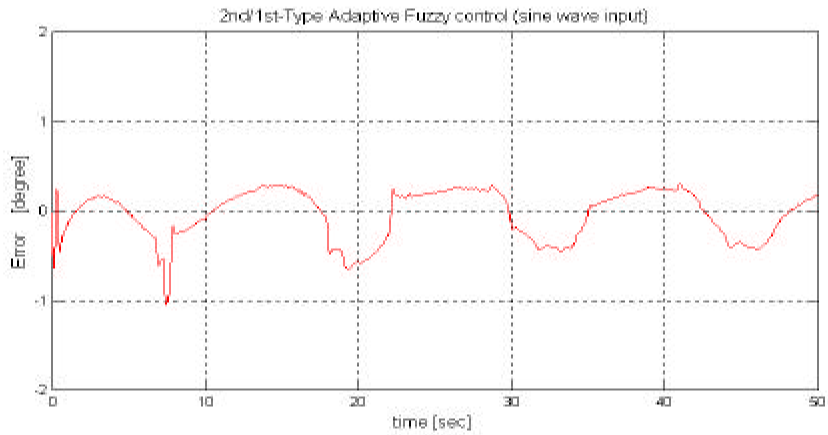


그림 4.9 2/1**형 적응퍼지제어 시스템의 정현파 입력에 대한 시뮬레이션 결과**

Figure 4.9 Sinusoidal response of the second/first-type adaptive fuzzy control system

제 5 장 스테빌라이저 시스템 실험 및 결과 고찰

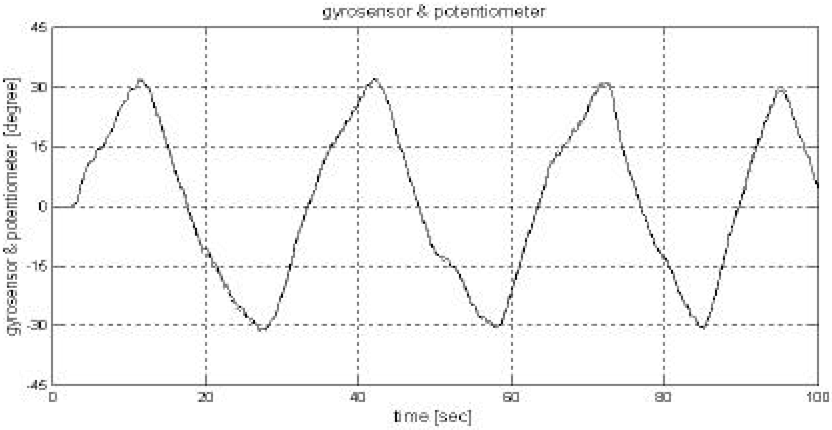
5.1 자이로 센서와 포텐쇼미터의 출력

스테빌라이저 시스템의 회전 운동성분에 대한 시스템의 자세를 검출하기 위한 자이로 센서는 일본 Murata사의 ENV-05DB Gyrostar를 사용하였고, 회전 운동성분에 대해서 시스템의 자세를 보상시키기 위한 액츄에이터로 사용되는 DC모터의 구동 각변위를 검출하기 위한 포텐쇼미터는 SPECTROL 10K를 사용하였다.

본 연구에서 사용된 자이로 센서와 포텐쇼미터 신호는 고주파 노이즈를 제거하기 위한 저역 통과 필터를 통과하고, 80C196KC 마이크로 컨트롤러에서 10bit의 분해능을 가지고 A/D 변환된다. 특히, 자이로 센서에서는 각속도값이 출력되기 때문에 이를 적분 계산하여 각변위값으로 변환한다.

그림 5.1은 자이로 센서와 포텐쇼미터에서 검출된 각변위 출력값을 비교하고 그에 대한 오차를 보여주고 있다. 두 각변위값은 약 ±1[degree] 정도의 비교 오차를 가지고 있으며, 압전 자이로의 온도에 따른 영향으로 -0.005[degree/sec] 정도의 드리프트 오차를 가지고 있다. 이런 센서의 오차는 스테빌라이저 시스템이 단시간 사용될 경우 크게 문제가 되지 않지만, 장시간 사용될 경우는 시스템의 자세를 안정화시키고 제어하는데 치명적일 수 있다. 따라서, 시스템이 장시간 사용되거나, 그 자세를 더 정밀하게 안정화시킬 필요가 있을 경우는 A/D 변환의 분해능을 더 높여서 두 센서의 비교 오차를 줄이고 시간에 따라 누적되는 드리프트 오차를 제거할 수 있는 필터의 설계가 선행되어야만 한다.

본 논문에서는 자이로 센서가 시스템의 자세를 적확히 검출한다는 가정하에, 스테빌라이저 제어 시스템의 기준 입력으로 사용하고자 한다.



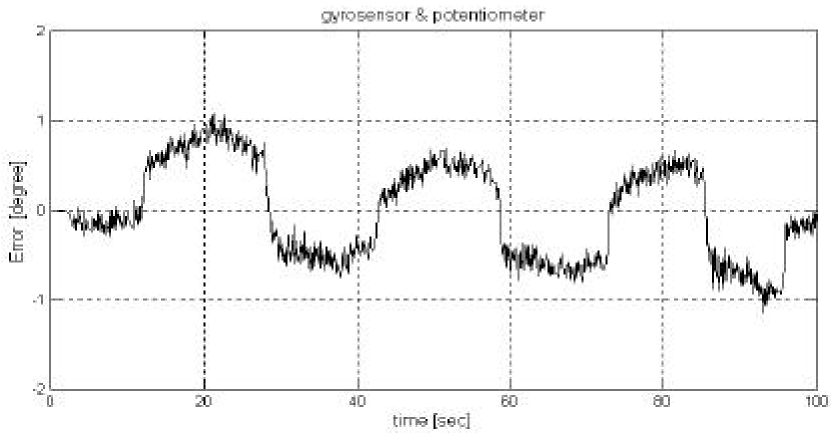


그림 5.1 **자이로 센서와 포텐쇼미터의 출력각과 오차**

Figure 5.1 Output angle and error of gyro sensor and potentiometer

5.2 제어 시스템 설계 및 실험 결과

본 연구에서 구현한 스테빌라이저 시스템은 X, Y 두 축의 회전 운동성분을 각각 독립적으로 검출, 보상한다. 따라서, 롤과 피치에 대한 운동 성분으로부터 시스템의 자세를 안정화시킬 수 있는 제어기를 각각 설계하고 구현하였다. 제어기는 롤 플랜트와 피치 플랜트의 독립적인 제어 대상에 대해서 각각 1형 간접적응퍼지제어기를 탑재하였다.

먼저 두 플랜트에 적응퍼지제어기는 설계하기 위한 오프 라인 전처리부에서 결정하는 설계 파라미터와 플랜트의 한계값은 시뮬레이션에서의 것과 동일하게 결정하였다.

다음으로 초기 제어기를 구성하기 위해서 각 변수에 대한 소속함수를 선정하고 초기 적응 파라미터를 결정하여 플랜트의 동정 모델을 구하기 위한 퍼지 규칙을 만들어야 한다. 롤 플랜트에 대한 각 변수의 소속함수는 그림 5.2와 같이 결정하고 $m_1 = 3, m_2 = 2$로 되어 그림 5.3과 같은 퍼지 규칙($m = m_1 \times m_2 = 6$)을 구하고, 피치 플랜트에 대한 각 소속함수는 그림 5.4와 같이 결정하고 $m_1 = 2, m_2 = 3$이 되어 그림 5.5와 같은 퍼지 규칙($m = m_1 \times m_2 = 6$)을 구할 수 있다. $\widehat{p}(\underline{x})$와 $\widehat{g}(\underline{x})$에 대한 초기 적응 파라미터인 $\underline{\beta}_p(0)$는 [-3 3], $\underline{\beta}_q(0)$는 [3.5 5]의 구간에서 임의로 선정하여 6×1의 벡터로 각각 구성하였다.

온 라인 적응 단계에서는 자이로 센서와 포텐쇼미터의 출력값을 A/D 변환하여 그에 따른 제어 입력을 계산하고 적응 규칙을 통하여 조정가능 파라미터들을 적응시키는 계산을 수행한다. 따라서, 센서 검출과정과 알고리즘 계산과정, 그리고 각 플랜트에 제어 입력을 인가하는 샘플링 시간은 20[ms]로 80C196KC의 인터럽트로 처리하였다.

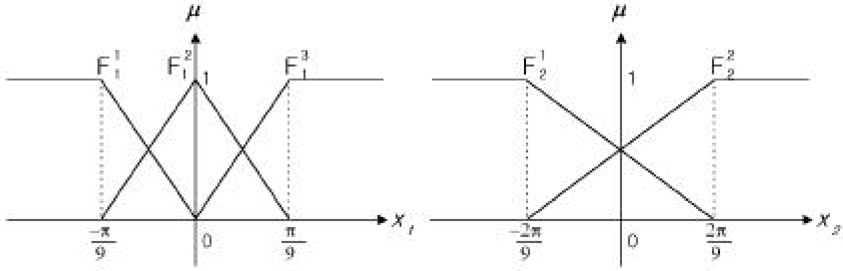


그림 5.2 **롤 플랜트에 대한 퍼지로직시스템의 소속함수**

Figure 5.2 Membership functions of a fuzzy logic system for a roll plant

$$R^{1}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^1_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^1_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^1_{11} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^1_{11}$$

$$R^{2}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^1_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^2_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^2_{12} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^2_{12}$$

$$R^{3}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^2_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^1_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^3_{21} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^3_{21}$$

$$R^{4}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^2_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^2_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^4_{22} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^4_{22}$$

$$R^{5}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^3_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^1_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^5_{31} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^5_{31}$$

$$R^{6}_{rolling} : \ IF \ x_1 \ is \ F^3_1 \ \text{and} \ x_2 \ is \ F^2_2 \quad THEN \quad \hat{p} \ is \ G^6_{32} \ \text{and} \ \hat{q} \ is \ H^6_{32}$$

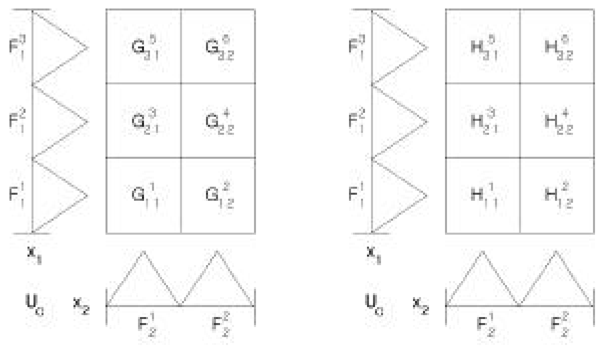


그림 5.3 **롤 플랜트에 대한 퍼지 규칙**

Figure 5.3 Fuzzy rules for a roll plant

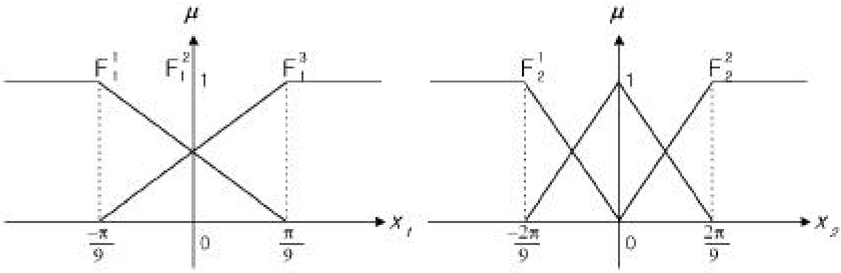


그림 5.4 피치 플랜트에 대한 퍼지로직시스템의 소속함수

Figure 5.4 Membership functions of a fuzzy logic system for a pitch plant

$$R^1_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^1\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^1\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{11}^1\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{11}^1$$

$$R^2_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^1\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^2\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{12}^2\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{12}^2$$

$$R^3_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^1\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^3\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{13}^3\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{13}^3$$

$$R^4_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^2\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^1\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{21}^4\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{21}^4$$

$$R^5_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^2\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^2\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{22}^5\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{22}^5$$

$$R^6_{\pi tching} : IF\ x_1\ is\ F_1^2\ \text{and}\ x_2\ is\ F_2^3\quad THEN\quad \hat{p}\ is\ G_{23}^6\ \text{and}\ \hat{q}\ is\ H_{23}^6$$

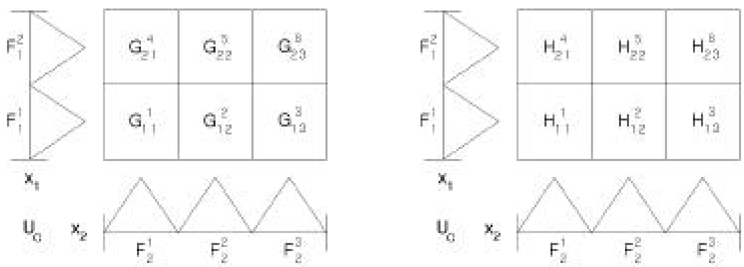
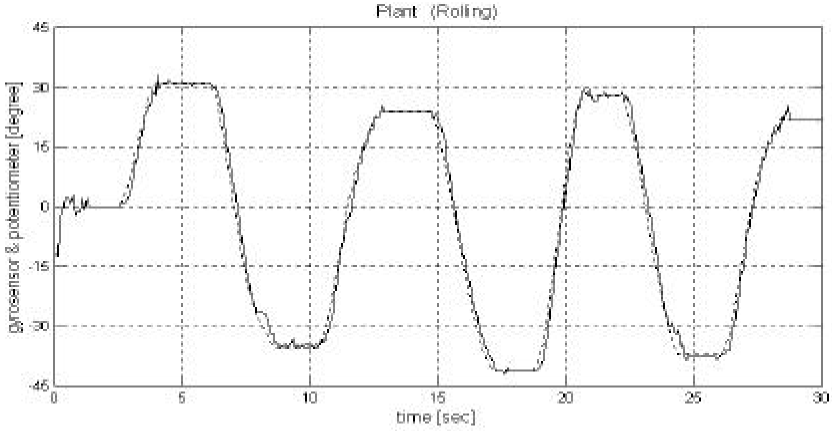


그림 5.5 피치 플랜트에 대한 퍼지 규칙

Figure 5.5 Fuzzy rules for a pitch plant



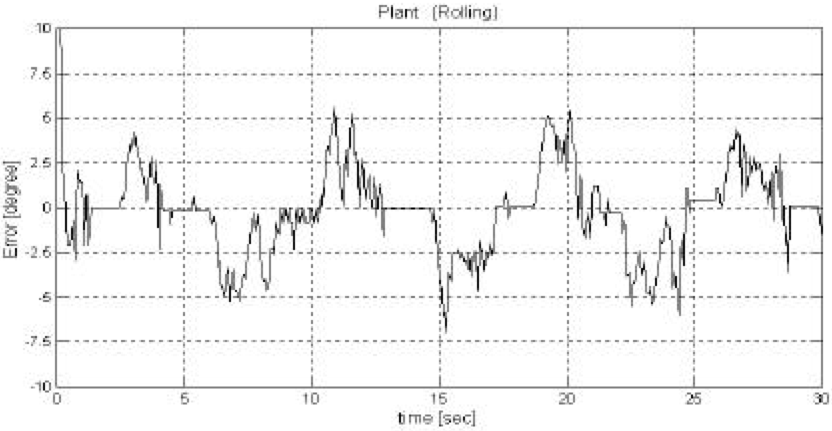


그림 5.6 **플랜트의 롤 응답**

Figure 5.6 Roll response of a plant

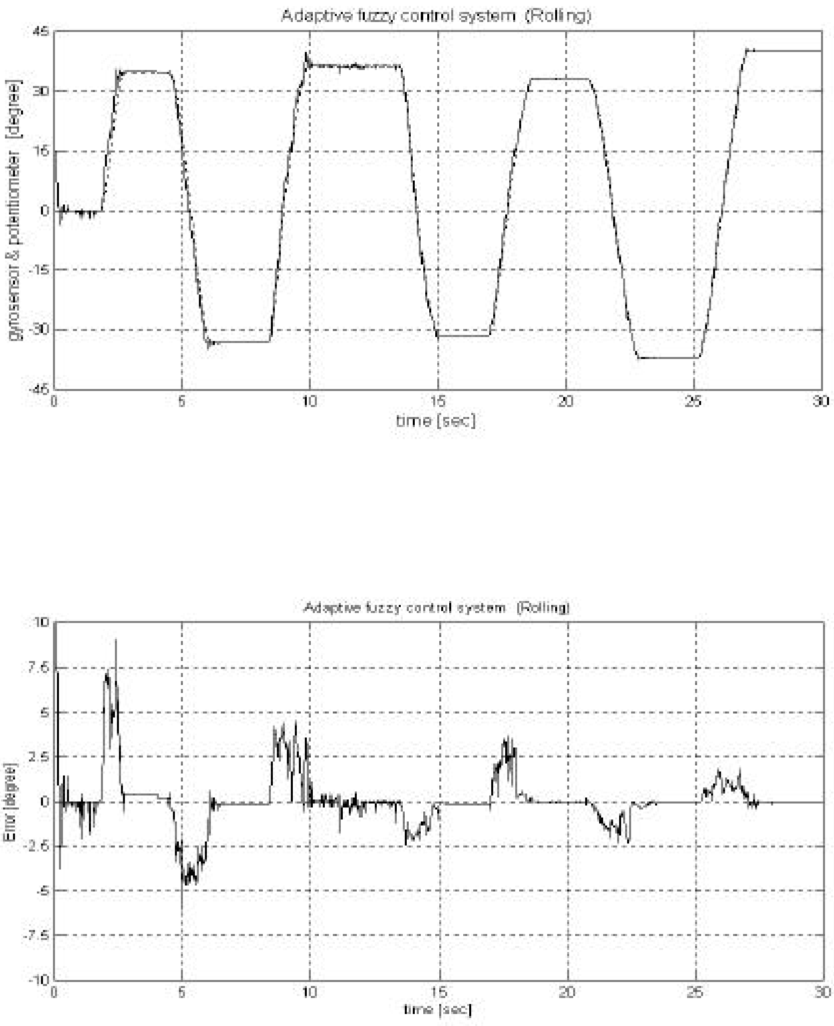


그림 5.7 **적응퍼지제어시스템의 롤 응답**

Figure 5.7 Roll response of a adaptive fuzzy control system

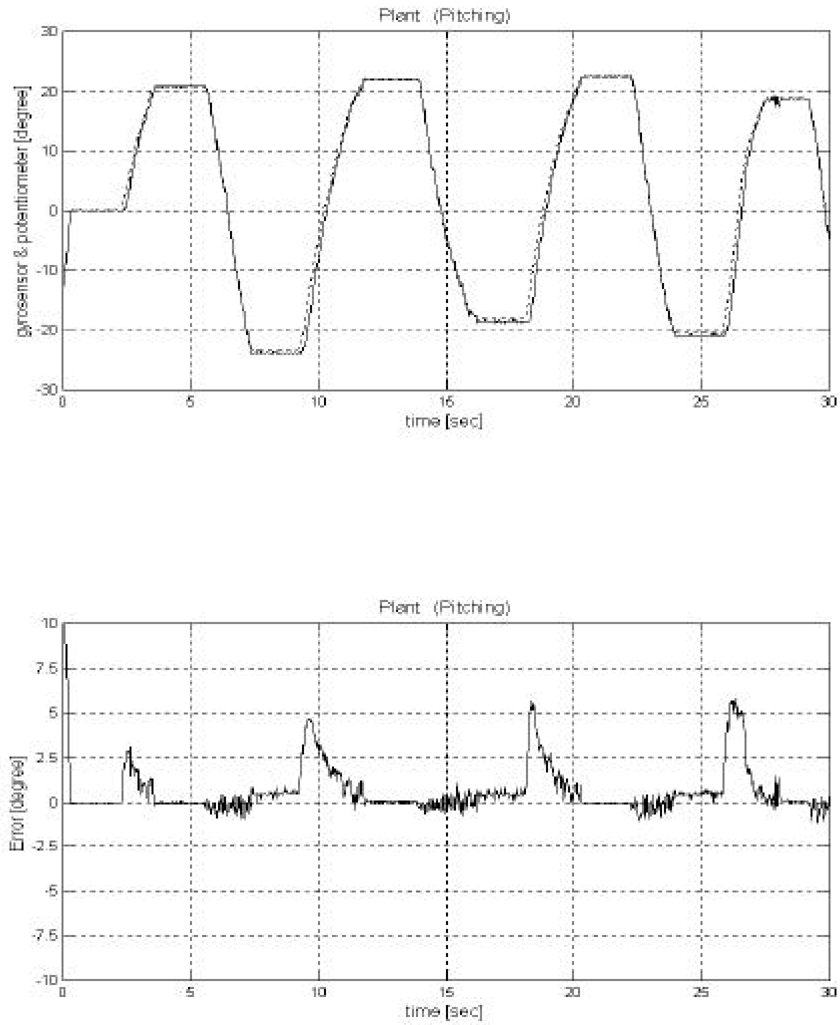


그림 5.8 **플랜트의 피치 응답**

Figure 5.8 Pitch response of a plant

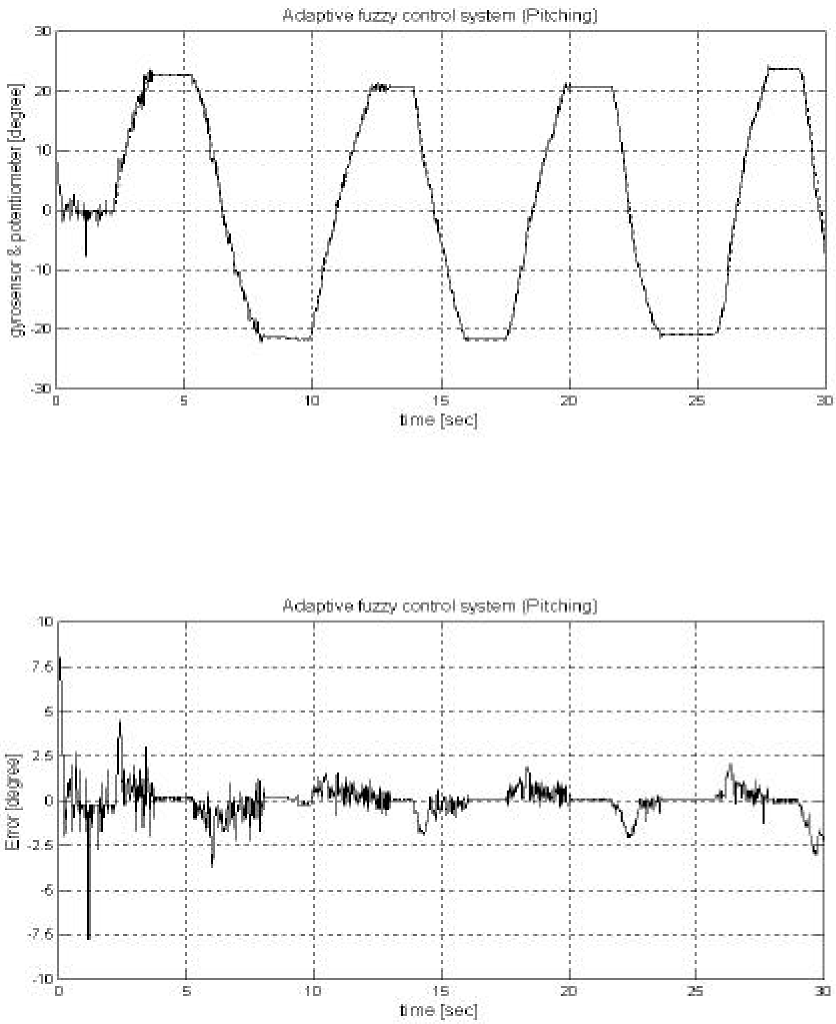


그림 5.9 **적응퍼지제어시스템의 피치 응답**

Figure 5.9 Pitch response of a adaptive fuzzy control system

5.3 실험 결과 고찰

그림 5.6과 그림 5.7은 각각 롤 성분에 대한 플랜트 응답과 적응퍼지제어시스템의 응답이다. 플랜트의 롤 과도응답상태를 보면 오버슈트가 발생하고 상승시간이 매우 큰 것을 알 수 있다. 이러한 요인으로 시스템의 자세 안정화 오차가 약 ±5[degree]정도인 것을 확인할 수 있다. 그리고 시스템의 부하 변동과 외란에 대해서 매우 불안정한 응답을 보이고 있다. 적응퍼지제어시스템의 롤 과도응답상태를 보면 초기에는 오버슈트와 상승시간이 플랜트 응답에 비해서도 매우 크다. 그러나 약 15[ms]정도에서는 조정 파라미터들이 적응되어감에 따라 상승시간과 오버슈트는 작아지고 있다. 이는 적응 파라미터들이 적응 규칙에 의해 적응되면서 만든 인식 모델이 실제 롤 플랜트를 잘 추정하고 있다는 것이다. 또 조정 파라미터가 어느 정도 적응된 후에는 자세 안정화 오차가 약 ±2[degree]정도로 플랜트 응답보다 개선되었다.

그림 5.8과 그림 5.9는 각각 피치 성분에 대한 시스템의 응답이다. 플랜트의 피치 응답상태에서 자세가 시계방향으로 회전할 때는 상승시간이 크고, 반시계방향으로 회전할 때는 오버슈트가 크다. 이는 피치 플랜트의 무게중심이 축의 한쪽으로 치우쳐 있어서 모터가 구동될 때 중력 토크의 영향을 받기 때문이다. 적응퍼지제어시스템을 보면 롤 응답과 마찬가지로 초기에는 매우 불안정한 응답을 보였으나 조정 파라미터가 적응됨에 따라 개선된 응답을 보이고 있다. 즉, 플랜트 응답에서의 오버슈트와 상승시간이 적응퍼지제어기의 동정 모델 추정으로 인해 개선되고 자세 안정화 오차도 약 ±5.5[degree]정도에서 약 ±2.5[degree]정도로 개선되었다.

적응퍼지제어기는 적응 규칙에 의해 조정 파라미터를 적응시키고 플랜트의 동정 모델을 추정함으로서 미지의 플랜트를 제어할 수 있는 장점과 퍼지로직시스템으로 동정 모델과 제어 입력을 만들어냄으로서 비선형 제어기로 사용될 수 있는 장점을 확인하였다.

제 6 장 결 론

본 논문에서는 운동체의 회전 운동성분을 보상하여 시스템의 자세를 안정화시킬 수 있는 스테빌라이저 시스템을 설계, 구현하고 제어 시스템을 구성하여 자세 제어를 하였다.

설계한 안정화 시스템은 회전 운동성분을 롤과 피치의 두 성분으로 분해하여 시스템의 자세를 검출하고 각 축 단위로 자세를 독립적으로 안정화시킴으로서 제어가 용이하였다.

구성한 제어 시스템은 적응퍼지제어 알고리즘으로 미지의 플랜트에 대해서 연속적인 성능을 보였다. 그리고 플랜트의 비선형성, 외란에도 강인함을 알 수 있었다. 또, 적응퍼지제어기의 각 형을 비교, 분석하고 그 장점을 도입하여 새로운 2/1형 적응퍼지제어방식을 제안하였다.

그러나, 자이로 센서 출력 노이즈와 드리프트 오차를 제거할 수 있는 방법에 대한 연구가 더 필요하다.

그리고 최적의 퍼지 규칙을 가지는 각 형의 적응퍼지제어 알고리즘을 마이크로 프로세서로 구현하여 실시간으로 제어하기 위해서 제어기의 연산량을 최소화하고 오프라인에서 적응 데이터를 적절히 사용하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] Charles Broxmeyer, *Inertial Navigation Systems*, McGraw-Hill, Inc., 1964.

[2] C. F. O'Donnell, *Inertial Navigation, Analysis and Design*, McGraw-Hill, Inc., 1964.

[3] Kenneth R. Britting, *Inertial Navigation Systems Analysis*, John Wiley & Sons, Inc., 1971.

[4] *Basics of Gyroscopes vol. 1*, Applied Technologies Associates, Inc.

[5] *Basics of Gyroscopes vol. 2*, Applied Technologies Associates, Inc.

[6] **谷腰折司 著**, **玄永昌 譯**, ***모터의 구조***, **世和出版社**, 1997.

[7] Li-Xin Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control : Design and Stability Analysis*, Prentice-Hall International, Inc., 1994.

[8] Li-Xin Wang, "Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems," *Proc. 31st IEEE Conf. on Decision and Control*, Tucson (1992), 2511-2516.

[9] Intel Corporation Literature, *Embedded Applications*, Intel, 1997.

[10] **조순복 著**, ***8086 제어용 마이컴과 C언어에 의한 제어프로그래밍 ROM화 기법***, **기한재出版社**, 1993.

[11] **李炳植 著**, ***메카트로·센서활용 핸드북***, **세운出版社**, 1992.

[12] **박선호 著**, ***FA센서 응용백과 I***, **永進出版社**, 1993.

[13] **世和編輯部 編**, ***최신센서 데이터북***, **世和出版社**, 1990.

[14] **上田次男 外 著**, **金榮海 譯**, ***센서 인터페이싱*** *no. 2 :* ***메카트로닉스 센서 活用篇*** *Part* ***I***, **機電研究社**, 1989.

[15] **尾關方隆 外 著**, **全在昇 譯**, ***센서 인터페이싱*** *no. 3 :* ***메카트로닉스 센서 活用篇*** *Part****II***, **機電研究社**, 1989.

[16] Don Lancaster **著**, **김응묵 譯**, *TTL IC* ***이론과 실제***, **世和出版社**, 1991.

[17] Intel Corporation Literature, *8XC196KC/8XC196KD User's Manual*, Intel, 1992.

[18] **車永培 著**, *MICRO CONTROLLER 80196*, **다다미디어**, 1999.

[19] **尹德鏞 著**, *80C196KC* ***마스터 II***, Ohm**社**, 2000.

[20] Kumpati S. Narendra and Anuradha M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, Prentice-Hall International, Inc., 1989.

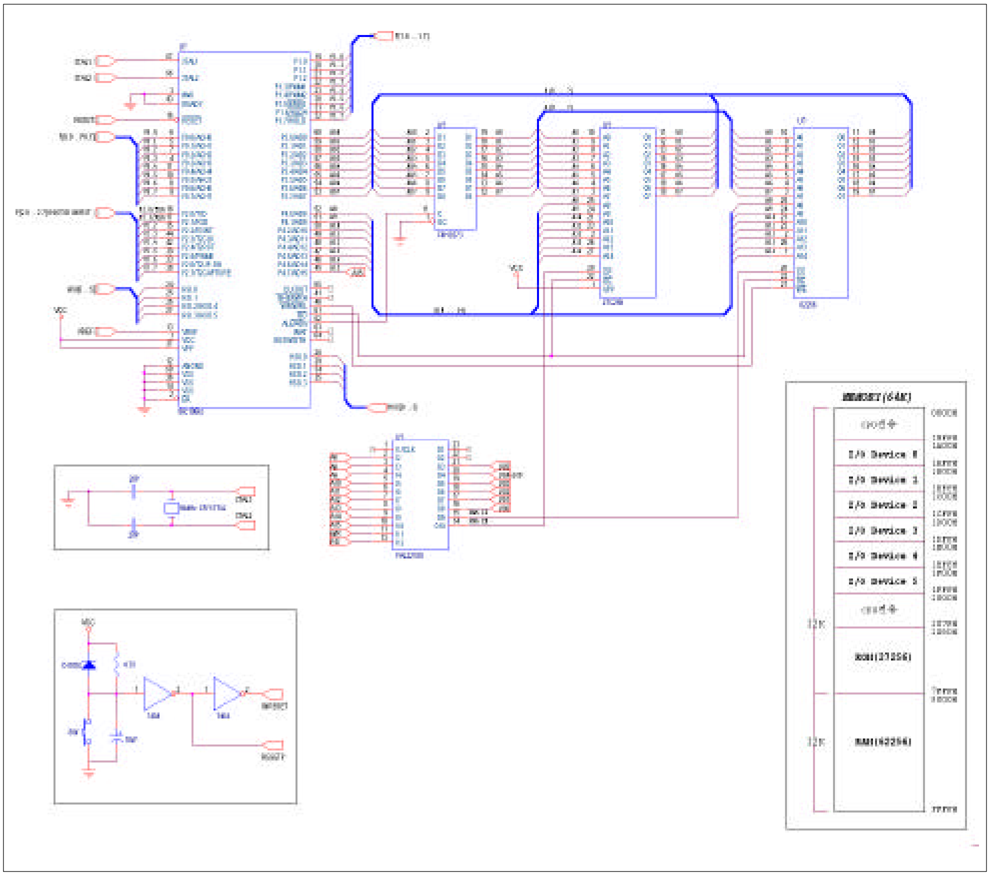
[21] Kevin M. Passino and Stephen Yurkovich, *Fuzzy control*, Addison Wesley Longman, Inc., 1998.

[22] D. G. Luenberger, *Linear and Nonlinear Programming*, Addison Wesley Publishing Company, Inc., 1984.

[23] Li-Xin Wang and J. M. Mendel "Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation, and orthogonal least squares learning," *IEEE Trans. on Neural Network, vol 3, no. 5* (1992), 807-814.

[24] William L. Brogan, *Modern Control Theory : Third edition*, Prentice-Hall International, Inc., 1991.

Appendix A. 80C196KC Main Circuit



Appendix B. I/O Interface Circuit