

工學碩士 學位論文

적응퍼지제어기와 DSP를 이용한 2축  
플랫폼의 자세 안정화 제어기의 구현

An Implementation of Attitude Stabilizing Controller for 2-Axis  
Platform using Adaptive Fuzzy Control and DSP

指導教授 金 鍾 和

2003年 2月

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科

柳 基 錫

# 목 차

## Abstract

제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 자세 안정화 제어 알고리즘 .....	4
2.1 선박 운동에서의 자세 안정화 .....	4
2.2 자세 안정화 제어 알고리즘 .....	6
2.3 간접적응퍼지제어기 .....	8
2.3.1 인식 모델 .....	9
2.3.2 기본제어기 .....	10
2.3.3 감속제어기 .....	11
2.3.4 적응 규칙 .....	14
2.4 2/1형 간접적응퍼지제어기 .....	17
제 3 장 자세 안정화 제어시스템의 구조 .....	19
3.1 전체 제어시스템의 구조 .....	19
3.2 센서부의 구조 .....	22
3.3 구동장치부 .....	25
3.4 자세제어부 .....	27

제 4 장	자세 안정화 제어시스템의 설계 .....	29
4.1	자세 안정화 시스템의 모델링 .....	29
4.2	자세 안정화 적응퍼지제어시스템의 설계 .....	31
4.3	시뮬레이션 결과 및 고찰 .....	34
제 5 장	실험 및 결과 .....	37
5.1	DSP 기반 제어기의 구조 .....	37
5.2	적응퍼지제어기의 실제 알고리즘 구성 .....	40
5.3	실험 및 결과 고찰 .....	45
제 6 장	결 론 .....	50
참고 문헌	.....	51

# An Implementation of Attitude Stabilizing Controller for 2-Axis Platform using Adaptive Fuzzy Control and DSP

*Ryu Gi Seok*

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

## Abstract

In order to stably receive or transmit the signals of satellite antennas or TV receivers mounted on a moving ship, it is necessary to stabilize the platform of the ship. The motion of the ship is a six degree-of-freedom motion and is composed of surge, sway, heave, roll, pitch and yaw component. Components related to the stabilization of the ship are the very roll and pitch component and they are independent each other.

To stabilize the platform of the ship is to comprise feedback control systems for each rolling and pitching plant, which follow the reference input signals corresponding to the opposite directions of the roll and pitch angle detected from the moving ship.

This adaptive fuzzy control algorithm is especially useful for systems whose mathematical models are not easily found owing to the geometrical complexity, parameter uncertainty and etc. The adaptive fuzzy control algorithm suggested in this paper, is a 2nd/1st-type indirect adaptive fuzzy control algorithm utilizing only the advantages of 1st-type and 2nd-type indirect adaptive

fuzzy control algorithm in order for a microprocessor to accomplish control algorithms with a computational efficiency.

There is a great number of on line computational parameters when the fuzzy logics of the adaptive fuzzy control algorithm are accomplished. In order to compute them within a real time sampling period, the TMS320C31 DSPs were adopted and real time controllers were composed using the DSPs as a central instruments.

To prove the effectiveness of the suggested control algorithm computer simulations were accomplished. To test the usefulness and the possibility of the real time control within 10 msec sampling period experiments were executed. According to the results of simulations and experiments, the suggested control algorithm turned out effective and the attitude stabilizing control system of platform of ships exhibited a very good control performance with tracking errors within  $\pm 0.5^\circ$  for each time-varying roll and pitch command angle.

# 제 1 장 서 론

항해중인 선박이나 이동 중인 차량에서 이동 목표물을 추적하는데는 추적대상에 대한 정보뿐만 아니라, 추적시스템이 가지는 운동 성분에 대한 정보도 같이 필요하게 된다. 이동 목표물에 대한 정확한 지향각을 얻기 위해서는 추적시스템의 안정된 자세제어가 필요하다.

이런 안정화 장치는 선박이나 차량에 탑재한 위성 안테나, 태양 추적 장치의 플랫폼 자세제어에 적용할 수 있다. 또 진동위상과는 반대되는 작동을 함으로써 실시간으로 안정된 영상을 얻기 위한 카메라 서보 컨트롤 루프나 수중 잠수정, 비행기, 자동차 등의 능동 현가장치와 로봇장비의 안정된 동작을 위한 서보 기구, 선상의 승차감 향상 등에도 응용할 수 있다. 또한 전차가 기동 중에도 정확한 조준 및 사격을 할 수 있도록 하는 포수조준경 안정화 장치에도 응용할 수 있다.<sup>[1,2]</sup>

이에 본 논문에서는 센서와 모터로서 시스템의 자세를 직접 보상하는 능동적 안정화 방식(Active Stabilization Method)<sup>[3-5]</sup>을 사용하여 선박에서의 플랫폼 자세 안정화 시스템을 설계하고 실제로 구현하고자 한다.

자세 안정화 장치는 X, Y 2축 구조로서, 각 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.

제어기는 플랜트의 구조나 파라미터들이 불확실한 상황에서 시스템의 연속적인 성능을 유지시킬 수 있는 적응퍼지제어기(Adaptive Fuzzy Controller)를 사용한다.<sup>[6,7]</sup> 적응퍼지제어기에 사용될 제어알고리즘은 온라인 계산량이 적은 반면 퍼지룰의 수가 많은 1형 간접적응퍼지제어 알고리

증과, 온라인 계산량은 상대적으로 많지만 퍼지룰의 수가 적은 2형 간접 적응퍼지제어 알고리즘의 장점만을 취득한 2/1형 간접적응퍼지제어 알고리즘이다. 제안되는 2/1형 알고리즘의 우수성을 확인하기 위하여 예제 시스템을 대상으로 시뮬레이션을 수행하고자 하며, 시뮬레이션 결과를 토대로 그 유효성을 검증하고자 한다.

적응퍼지제어 알고리즘을 이용하여 플랫폼의 자세 안정화 제어를 구현할 경우 우수한 제어성능을 얻기 위해서는 상대적으로 많은 수의 퍼지 룰을 필요로 한다. 이 때 퍼지 룰을 온라인으로 실행할 경우 계산량이 매우 많아 16비트 계열의 상용 마이크로프로세서는 실시간 제어가 가능한 샘플링 시간내에 계산을 완료하지 못한다. 실시간 제어와 온라인 계산 측면에서 절충이 필요하게 되고 결과적으로 퍼지 룰의 수를 줄일 수 밖에 없으며, 이는 제어성능의 저하로 귀착된다.<sup>[8]</sup>

이와 같이 필요한 제어성능을 얻기 위하여 많은 양의 온라인 계산처리를 실시간으로 실행하기 위해서는, 데이터의 실시간 처리성능이 우수한 마이크로프로세서가 필요하다. 본 논문에서는 원하는 제어성능을 발휘할 수 있는 퍼지 룰의 수를 시뮬레이션을 토대로 결정한 후, 이 퍼지 룰을 탑재하여 실시간 샘플링 시간내에 온라인 계산을 완료할 수 있도록, 병렬처리구조를 가진 TMS320C31 DSP를 중심으로 적응퍼지제어를 구현하고 실험을 수행함으로써 그 유효성을 입증하고자 한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장은 시스템의 제어기에 내장되는 자세 안정화 제어 알고리즘에 대하여 설명하고, 3장은 자세 안정화 제어 시스템의 구조에 대하여 설명한다. 4장은 자세 안정화 제어시스템을 2/1형 간접적응퍼지제어기를 기반으로 설계한 후 시뮬레이션을 통하여 제어성능을 검토한다. 5장은 실제 제작한 시스템에 적응퍼지제어기를 탑재하여 자세 안정화 제어시스템을 구성한 후 성능과 유용성을 검토한다. 마지

막으로 6장은 전체적인 내용에 대한 결론을 내리며 향후 연구과제에 대하여 언급한다.

## 제 2 장 자세 안정화 제어 알고리즘

### 2.1 선박 운동에서의 자세 안정화

항해중인 선박은 파도 및 파랑 등의 영향에 의하여 6자유도 운동을 하게 된다. 6자유도 운동은 3축 방향으로서의 선형 운동성분, 즉 서어지(Surge), 스웨이(Sway), 히이브(Heave)와 이들 축을 중심으로 한 회전 운동성분, 즉 롤(Roll), 피치(Pitch), 요(Yaw)로 구분된다.

서어지, 스웨이, 히이브와 같은 선형 운동성분은 관성좌표계 내에서 거리 오차를 발생시키는데 연관이 있고 회전 운동성분인 요는 방향 오차를, 롤과 피치는 절대수평에 대한 자세 오차를 발생시키는데 관련이 있다. 따라서 선박 운동에 대한 자세 안정화 제어시스템은 선박의 6자유도 운동 성분 중 회전 운동 성분인 롤과 피치에 대하여 직접적으로 영향을 받는다.

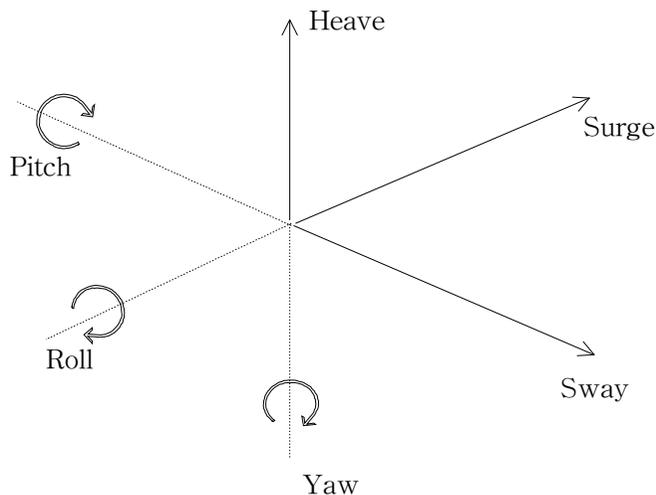


그림 2.1 관성좌표계에서 선박운동의 6자유도 성분

Figure 2.1 Components of six-degree-of-freedom of ship motion in inertial coordinate

이러한 선박운동에서의 자세 안정화 방식을 분류하면 크게 수동적 안정화 (Passive Stabilization) 방식과 능동적 안정화 방식으로 분류할 수 있다.

수동적 안정화 방식은 대형의 플라이 휠(직경 20~30cm)을 고속으로 회전시켜 그 관성을 이용하여 기계적으로 자세를 안정화시키는 방식으로서 시스템의 크기, 중량이 커지는 관계로 소형의 시스템에는 부적합하지만 서보 시스템 등의 전기 계통이 불필요하며, 안테나에서 기계적으로 플라이 휠의 관성을 이용하여 선박의 운동 성분을 보상하여 항상 수평면을 유지하므로 제어기가 간단해지는 장점이 있다.

능동적 안정화 방식은 센서를 이용하여 선박의 운동 성분을 검출하고, 이를 이용하여 시스템 축을 능동적으로 제어하는 구조를 가지며 이 방식은 소형화 경량화에 적합하나 고도의 센서기술 및 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 논문에서는 센서와 모터로서 시스템의 자세를 직접 보상하는 능동적 안정화 방식을 사용하여 2축 플랫폼의 자세 안정화 제어시스템을 구성한 후 실제로 구현한다.

## 2.2 자세 안정화 제어 알고리즘

본 논문에서 사용되는 적응퍼지제어기는, 대상 플랜트의 구조가 복잡하여 수학 모델과 파라미터 추출이 불가능하거나 파라미터에 큰 불확실성이 내포된 경우 또는 플랜트 외부에서 불확실한 외란의 영향이 심각한 경우에도 연속적인 제어성능을 얻고자 하는 경우에 매우 적합하다.

적응퍼지제어는 전문가의 언어적 퍼지 정보(Linguistic Fuzzy Information)를 이용할 수 있는 장점이 있다.<sup>[10]</sup> 이것은 고차의 불확실성을 가지는 시스템에 대해서 특히 중요하다. 왜냐하면, 이러한 시스템은 완전한 수학 모델을 필요로 하는 기존의 제어 이론적인 측면에서는 제어가 어려울 지라도, 퍼지적으로 묘사되는 전문가의 언어적 퍼지 정보에 의해서는 성공적으로 제어가 될 수 있기 때문이다. 또한 적응퍼지제어는 제어 대상 시스템의 정확한 수학적 모델을 요구하지 않고 단지 제어 대상 시스템의 차수(Order)와 시스템 변수의 유계값(Bounds)정도만을 필요로 한다. 그리고 적응퍼지제어의 퍼지로직시스템은 비선형 제어동작을 충분히 수행할 수 있는데, 퍼지로직시스템의 파라미터들이 적응 규칙에 의해 효과적으로 적응됨에 따라 퍼지로직시스템이 비선형 시스템을 제어할 수 있는 최적 선형근사 시스템이기 때문이다.

적응퍼지제어는 퍼지로직시스템이 제어기를 설계하는데 직접 사용되는가, 아니면 시스템을 퍼지적으로 묘사하는데 사용되는가에 따라서 두가지로 분류할 수 있다. 전자의 경우를 직접적응퍼지제어기(Direct Adaptive Fuzzy Controller)라고 하고 후자의 경우를 간접적응퍼지제어기(Indirect Adaptive Fuzzy Controller)라고 한다. 직접적응퍼지제어기는 플랜트와 기준모델(Reference Model)사이의 출력 오차가 감소하는 방향으로 조정되는 퍼지로직시스템이 직접 제어기의 일부분으로 사용된다. 즉, 어떤 상황에서

어떤 제어가 이루어져야 할 지를 언급한 언어적 퍼지 제어규칙이 직접 제어기 속에서 구체화된다. 간접적응퍼지제어기는 플랜트의 파라미터를 추정하기 위해서 퍼지로지시스템을 사용하고 추정된 파라미터를 플랜트의 실제 값이라고 보고 제어기를 설계한다.

적응퍼지제어기에서 사용되는 퍼지로지시스템의 조정가능 파라미터들이 선형인지 비선형인지에 따라 각각 1형 적응퍼지제어기(First-type Adaptive Fuzzy Controller)와 2형 적응퍼지제어기(Second-type Adaptive Fuzzy Controller)로 나눌 수 있다. 식(2.1)은 퍼지로지시스템을 나타내고 있다<sup>[6]</sup>.

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \beta_l [\prod_{i=1}^n \mu_{F_i}(x_i)]}{\sum_{l=1}^M [\prod_{i=1}^n \mu_{F_i}(x_i)]} \quad (2.1)$$

여기서,  $\beta_l$  은 적응 파라미터<sup>[12]</sup>  $\mu_{F_i}(x_i)$ 는 소속 함수이다.

적응 파라미터  $\beta_l$ 만이 조정가능 파라미터라면 1형 적응퍼지제어기이고, 적응 파라미터  $\beta_l$ 과 함께 소속함수  $\mu_{F_i}(x_i)$ 도 조정가능 파라미터라면 2형 적응퍼지제어기이다.

## 2.3 간접적응퍼지제어

본 논문에서는 대상플랜트인 자세안정화 시스템에 대한 제어 목적을 세운 다음, 플랜트 특성에 부합되는 제어기로서 제어 목적을 달성하기 위하여 퍼지로지시스템을 기본으로 한 간접적응퍼지제어기를 설계하고 구현하였는데, 그림 2.2 는 간접적응퍼지제어기의 블록선도를 나타낸다. 그림에서와 같이 기준 모델과 플랜트 사이의 출력 오차의 함수인 적응 규칙을 토대로 조정가능한 파라미터들을 적응시키고, 퍼지베이스함수와 함께 플랜트의 인식 모델(Identification Model)을 확립한다. 제어 입력은 인식 모델에서 추정된 플랜트 함수를 가지고 제어 목적을 달성할 수 있도록 하는 기본제어 입력과, 플랜트 파라미터의 한계값을 가지고 플랜트의 출력값을 감시하는 감독제어 입력으로 구성된다.

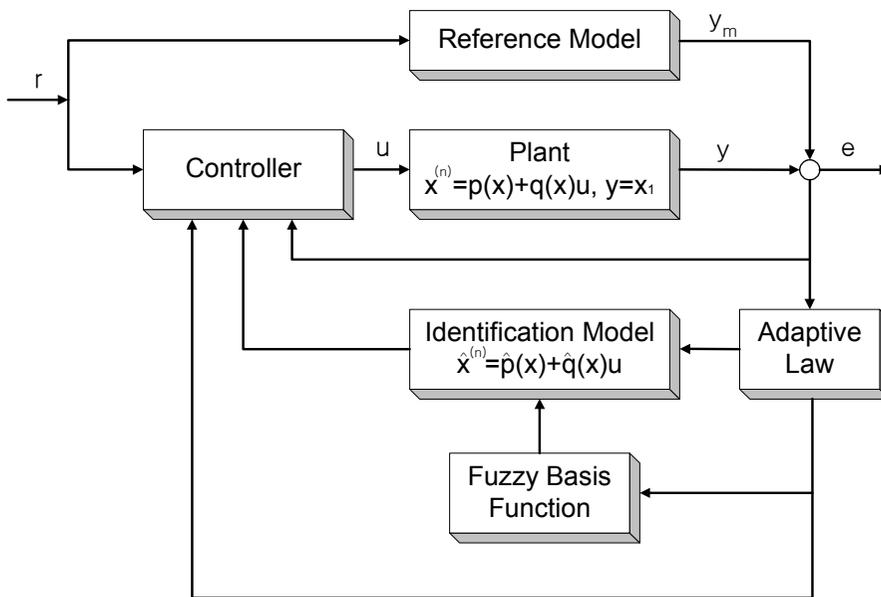


그림 2.2 간접적응퍼지제어시스템의 블록선도

Figure 2.2 Block diagram of an indirect adaptive fuzzy control system

### 2.3.1 인식 모델

$n$ 차 비선형 시스템은 식(2.2)와 같이 상태공간 표현식으로 모델링 되거나

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_1 &= x_2, \quad \dot{\bar{x}}_2 = x_3, \quad \dots \\ \dot{\bar{x}}_n &= p(x_1, \dots, x_n) + q(x_1, \dots, x_n)u, \quad y = x_1 \end{aligned} \quad (2.2)$$

또는 식(2.3)과 같이 비선형 미분방정식으로 표현된다.

$$\dot{x}^{(n)} = p(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + q(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u, \quad y = x \quad (2.3)$$

여기서,  $p(x)$ ,  $q(x)$  는 미지의 플랜트 함수이고,

$u \in \mathbb{R}$ 과  $y \in \mathbb{R}$ 는 시스템의 입출력이며

$\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T \in \mathbb{R}^N$ 는 상태벡터이다.

$p(x)$ 와  $q(x)$ 는 미지의 플랜트 함수이므로 간접적응퍼지제어기에서는 이를 식(2.4)과 식(2.5)의 퍼지로직시스템으로 추정한다.

$$\hat{p}(x | \beta_p) = \beta_p^T \xi_p(x) \quad (2.4)$$

$$\hat{q}(x | \beta_q) = \beta_q^T \xi_q(x) \quad (2.5)$$

여기서,  $\beta = (\beta_1, \dots, \beta_M)^T$ 는 적응 파라미터이고,

$\xi(x) = (\xi_1(x), \dots, \xi_M(x))^T$  은 퍼지베이스스(Fuzzy Basis) 함수<sup>[12]</sup>로서 다음과 같이 정의된다.

$$\xi_f(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^f}(x_i)}{\sum_{f=1}^M [\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^f}(x_i)]}$$

### 2.3.2 기본제어기

적응퍼지제어의 목적은 모델 내부의 모든 신호가 유한하게 한정된다는 가정하에서 플랜트 출력  $y(t)$ 가 주어진 유한기준신호  $y_m(t)$ 를 따르도록 하는 것이다. 이러한 제어 목적을 달성하기 위해 추적 오차  $e = y_m - y$ 는 가능한 한 작아야만 한다.

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

$$u = \frac{1}{q(x)} [-p(x) + y_m^{(n)} + k^T e] \quad (2.6)$$

식(2.6)를 식(2.3)에 적용하면  $e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$ 로 정의되는 오차방정식은

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (2.7)$$

이 된다. 제어의 주요 목적은 오차  $e(t)$ 가 점근적으로 0에 수렴하도록 하는 것이다. 즉,  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$  라는 것을 의미한다.

식(2.6)의  $p(x)$ 와  $q(x)$ 를 퍼지로지시스템  $\hat{p}(x | \beta_p)$ 와  $\hat{q}(x | \beta_q)$ 로 각각 교체하면 결과적으로 기본 제어(Certainty Equivalent Controller)  $u_c$ 는 식(2.8)과 같다.

$$u_c = \frac{1}{\hat{q}(x | \beta_q)} [-\hat{p}(x | \beta_p) + y_m^{(n)} + k^T e] \quad (2.8)$$

### 2.3.3 감동제어기

식(2.3)과 식(2.8)을 사용하면 다음과 같은 오차 방정식을 구할 수 있다.

$$e^{(n)} = -k^T e + [\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)] + [(\hat{q}(x | \beta_q) - q(x))u_c] \quad (2.9)$$

또는

$$\dot{e} = \Lambda_c e + b_c [(\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)) + (\hat{q}(x | \beta_q) - q(x))u_c] \quad (2.10)$$

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

이다.

$\Lambda_c$ 는 안정 행렬(Stable Matrix)이며 이 때 다음의 Lyapunov 방정식 (Lyapunov Equation)을 만족하는 양의 한정 대칭 행렬(Positive Definite Symmetric Matrix)  $P$ 가 존재한다. 여기서,  $Q$ 는 임의의 양의 한정 대칭 행렬이다<sup>[13]</sup>.

$$\Lambda_c^T P + P \Lambda_c = -Q \quad (2.11)$$

양의 한정 함수(Positive Definite function)인 Lyapunov 후보함수를

$$V_e = \frac{1}{2} e^T P e \quad (2.12)$$

로 놓고, 식(2.10)과 식(2.12)를 이용하면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
\dot{V}_e &= \frac{1}{2} \dot{e}^T P e + \frac{1}{2} e^T P \dot{e} & (2.13) \\
&= -\frac{1}{2} e^T Q e \\
&\quad + e^T P b_c [(\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)) + (\hat{q}(x | \beta_q) - q(x)) u_c]
\end{aligned}$$

오차  $e$ 가 제어 목적에 따라 0으로 수렴하기 위해서는  $V_e$ 가 제한되어야 한다.  $\dot{V}_e \leq 0$ 가 됨으로서  $V_e$ 는 설계자가 임의로 결정한 상수  $\bar{V}$ 보다 작도록 제한될 수 있다. 식(2.13)에서  $\dot{V}_e \leq 0$ 를 만족하기 위해서는 마지막 항이 0보다 작도록 해 주어야 한다. 기본 제어  $u_c$ 와 함께 감독제어 (Supervisory Control)  $u_s$ 를 부가함으로써  $V_e > \bar{V}$ 일 때,  $\dot{V}_e \leq 0$ 이 되도록 제한할 수 있다.

따라서 최종적인 제어 입력  $u$ 는 다음과 같이 된다.

$$u = u_c + u_s \quad (2.14)$$

식(2.14)를 사용하여 오차 방정식을 다시 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\dot{e} &= A_c e + b_c [(\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)) \\
&\quad + (\hat{q}(x | \beta_q) - q(x)) u_c - q(x) u_s] & (2.15)
\end{aligned}$$

식(2.15)와 식(2.12)를 이용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
\dot{V}_e &= -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c [(\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)) & (2.16) \\
&\quad + (\hat{q}(x | \beta_q) - q(x))u_c - q(x)u_s] \\
&\leq -\frac{1}{2} e^T Q e + |e^T P b_c| [ |\hat{p}(x | \beta_p)| + |p(x)| \\
&\quad + |\hat{q}(x | \beta_q)u_c| + |q(x)u_c| ] - e^T P b_c q(x)u_s
\end{aligned}$$

여기서,  $p^U$ ,  $q^U$ ,  $q_L$  은 플랜트 함수의 유계(Bounds)이다.

$p^U$ ,  $q^U$ ,  $q_L$ 를 기초로 하고, 식(2.16)을 관찰함으로써 다음과 같은 감  
독제어  $u_s$ 를 선택할 수 있다.

$$\begin{aligned}
u_s &= I_1^* \operatorname{sgn}(e^T P b_c) \frac{1}{q_L(x)} [ |\hat{p}(x | \beta_p)| + p^U(x) & (2.17) \\
&\quad + |\hat{q}(x | \beta_q)u_c| + |q^U(x)u_c| ]
\end{aligned}$$

여기서, 만약  $V_e > \bar{V}$  이면  $I_1^* = 1$  이고,  $V_e \leq \bar{V}$  이면  $I_1^* = 0$  이다.

만약  $y \geq 0$  이면  $\operatorname{sgn}(y) = 1$  이고,  $y < 0$  이면  $\operatorname{sgn}(y) = -1$  이다.

만일  $V_e > \bar{V}$  인 경우에 식(2.17)을 식(2.16)에 대입하면 다음 식(2.18)과  
같이  $\dot{V}_e$ 가 0보다 같거나 작아짐을 알 수 있다.

$$\dot{V}_e \leq -\frac{1}{2} e^T Q e \leq 0 \quad (2.18)$$

### 2.3.4 적응 규칙

앞에서 제어 입력  $u$ 를 얻기 위해 기본 제어  $u_c$ 와 감독제어  $u_s$ 를 구하였다. 다음은 퍼지로지시스템의 적응 파라미터를 얻기 위해서 적응 규칙을 구하는 과정을 서술한다. 먼저, 다음과 같이 적응파라미터의 정상상태 수렴값 즉 참값을 정의한다.

$$\beta_p^* = \arg \min_{\beta_p \in \Omega_p} [\sup_{x \in U_c} |\hat{p}(x | \beta_p) - p(x)|] \quad (2.19)$$

$$\beta_q^* = \arg \min_{\beta_q \in \Omega_q} [\sup_{x \in U_c} |\hat{q}(x | \beta_q) - q(x)|] \quad (2.20)$$

여기서,  $\Omega_p$ 와  $\Omega_q$ 는 각각 설계자가 선택하는  $\beta_p$ 와  $\beta_q$ 에 대한 강제집합 (Constraint Set)이다. 즉,  $\Omega_p$ 와  $\Omega_q$ 내에서  $\beta_p$ 와  $\beta_q$ 는 유한하여야 한다.

$$\Omega_p = \{ \beta_p : |\beta_p| \leq M_p \} \quad (2.21)$$

$$\Omega_q = \{ \beta_q : |\beta_q| \leq M_q, \bar{y}^l \geq \varepsilon \} \quad (2.22)$$

여기서,  $M_p$ ,  $M_q$ ,  $\varepsilon$ 는 설계자가 정하는 양의 상수이다. 식(2.1)의 퍼지로지시스템은  $\bar{y}^l$ 의 평균값을 가중치로 두고 있으므로,  $\bar{y}^l \geq \varepsilon > 0$ 는 일치하는 퍼지로지시스템이 양임을 뜻한다.

최소근사오차(Minimum Approximation Error)를 다음과 같이 정의한다.

$$\omega = (\hat{p}(x | \beta_p^*) - p(x)) + (\hat{q}(x | \beta_q^*) - q(x))u_c \quad (2.23)$$

그런 다음 식(2.15)의 오차 방정식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e} = & \Lambda_c e - b_c q(x) u_s + b_c [(\hat{p}(x | \beta_p) - \hat{p}(x | \beta_p^*)) \\ & + (\hat{q}(x | \beta_q) - \hat{q}(x | \beta_q^*)) u_c + \omega] \end{aligned} \quad (2.24)$$

만일  $\hat{p}(x | \beta_p)$ 와  $\hat{q}(x | \beta_q)$ 를 식(2.4)과 식(2.5)형태의 퍼지로지시스템으로 선택한다면, 식(2.24)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{e} = \Lambda_c e - b_c q(x) u_s + b_c \omega + b_c [ \Phi_p^T \xi_p(x) + \Phi_q^T \xi_q(x) u_c ] \quad (2.25)$$

여기서,  $\Phi_p = \beta_p - \beta_p^*$ ,  $\Phi_q = \beta_q - \beta_q^*$ 이다.

Lyapunov 후보 함수를 다음과 같이 선택하면

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{1}{2\nu_1} \Phi_p^T \Phi_p + \frac{1}{2\nu_2} \Phi_q^T \Phi_q \quad (2.26)$$

이고 여기서,  $\nu_1, \nu_2$ 는 양의 상수이다.

식(2.25)을 식(2.26)에 대입하고  $V$ 를 시간에 대하여 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} e^T Q e - q(x) e^T P b_c u_s + e^T P b_c \omega \\ & + \frac{1}{\nu_1} \Phi_p^T [ \dot{\beta}_p + \nu_1 e^T P b_c \xi_p(x) ] \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{\nu_2} \Phi_q^T [ \dot{\beta}_q + \nu_2 e^T P b_c \xi_q(x) u_c ] \quad (2.27)$$

여기서,  $\Phi_p = \dot{\beta}_p$ ,  $\Phi_q = \dot{\beta}_q$ 이다.

식(2.27)에서 식(2.17)과  $q(x) > 0$ 으로부터  $q(x) e^T P b_c u_s \geq 0$ 임을 알 수 있다. 따라서 다음과 같은 적응 규칙을 구할 수 있다.

$$\dot{\beta}_p = -\nu_1 e^T P b_c \xi_p(x) \quad (2.28)$$

$$\dot{\beta}_q = -\nu_2 e^T P b_c \xi_q(x) u_c \quad (2.29)$$

식(2.27)에 식(2.28)과 식(2.29)의 적응 규칙을 대입하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c \omega \quad (2.30)$$

식(2.30)의 첫 항은  $Q$ 가 양의 한정 행렬이므로 0보다 작음을 알 수 있다.

$e^T P b_c \omega$  항이 최소근사오차의 차수이므로  $\omega = 0$  이라면, 즉 미지의 플랜트 함수  $p(x)$ ,  $g(x)$ 와 추정 플랜트 함수  $\hat{p}(x | \beta_p)$ ,  $\hat{q}(x | \beta_q)$ 의 오차가 충분히 작다면,  $\dot{V} \leq 0$  를 얻을 수 있다. 보편근사이론(Universal Approximation Theorem)에 의해서  $\omega$ 가 분명히 작을 것이라고 예측하는데는 큰 무리가 없다고 알려져 있다.

## 2.4 2/1형 간접적응퍼지제어기

본 연구에서의 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.

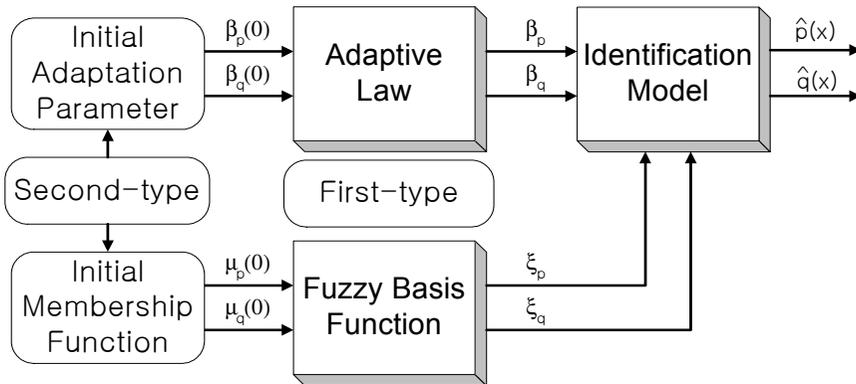


그림 2.3 2/1형 간접적응퍼지제어기의 조정가능 파라미터

Figure 2.3 Adjustable parameters of a second/first-type indirect adaptive fuzzy controller

이 두 형의 장점을 적용하기 위하여 2/1형 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 적용함으로써 퍼지 규칙 IF 부분의 퍼지 집합들이 적응 과정을 거쳐서 플랜트 내부 변수들의 공간을 적절하게 사용하게 된다. 여기서 적응된 소속함수들을 1형 적응퍼지제어기의 소속 함수로 사용함으로써 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, 2/1형 적응퍼지제어기는 초기 제어를 구성하는데 있어서 적응된 소속함수와 함께 적응된 파라미터  $\beta_p$ ,  $\beta_q$ 도 사용할 수 있는 장점이 있다. 보통 초기 적응 파라미터  $\beta_p(0)$ 와  $\beta_q(0)$ 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. 2/1형 적응퍼지제어기는 이런 시스템의 초기 성능을 개선시키고 제어기의 빠른 적응을 위해서 2형 적응퍼지제어기에서 적응된 파라미터를 1형 적응퍼지제어기의 초기 적응 파라미터로 사용하고 있다.

## 제 3 장 자세 안정화 제어시스템의 구조

### 3.1 전체 제어시스템의 구조

본 연구에서 구현한 자세 안정화 제어시스템의 전체구조는 그림 3.1과 같다. 자세 안정화 제어시스템은 X와 Y의 2축 구조로서, 각 축에 회전운동 감지센서를 부착하여 시스템에 발생하는 회전 운동성분을 축 단위로 분해하여 검출할 수 있도록 하고, 2축에 발생하는 회전 운동성분을 보상해 줄 수 있는 DC 모터를 각 축 단위로 장착하여 각 축을 독립적으로 제어할 수 있도록 설계했다. 즉, X축을 중심으로 발생하는 롤링 회전성분과 Y축을 중심으로 발생하는 피칭 회전성분을 각각 독립적으로 감지하고 보상하므로써 시스템 자세제어가 용이하다.

그림 3.1에서 보는 바와 같이 구현한 자세 안정화 제어시스템은 다음과 같이 크게 3부분으로 구성되어 있다. 회전운동 감지센서로서 시스템의 자세정보를 획득하는 센서부, 획득한 회전 운동성분에 대한 정보를 가지고 액츄에이터를 구동하여 시스템의 자세를 보상하는 구동 장치부, 그리고 회전운동 감지센서로 획득한 데이터를 처리하고 액츄에이터를 구동시키기 위한 제어 입력을 만들어내는 자세제어부로 구성되어 있다.

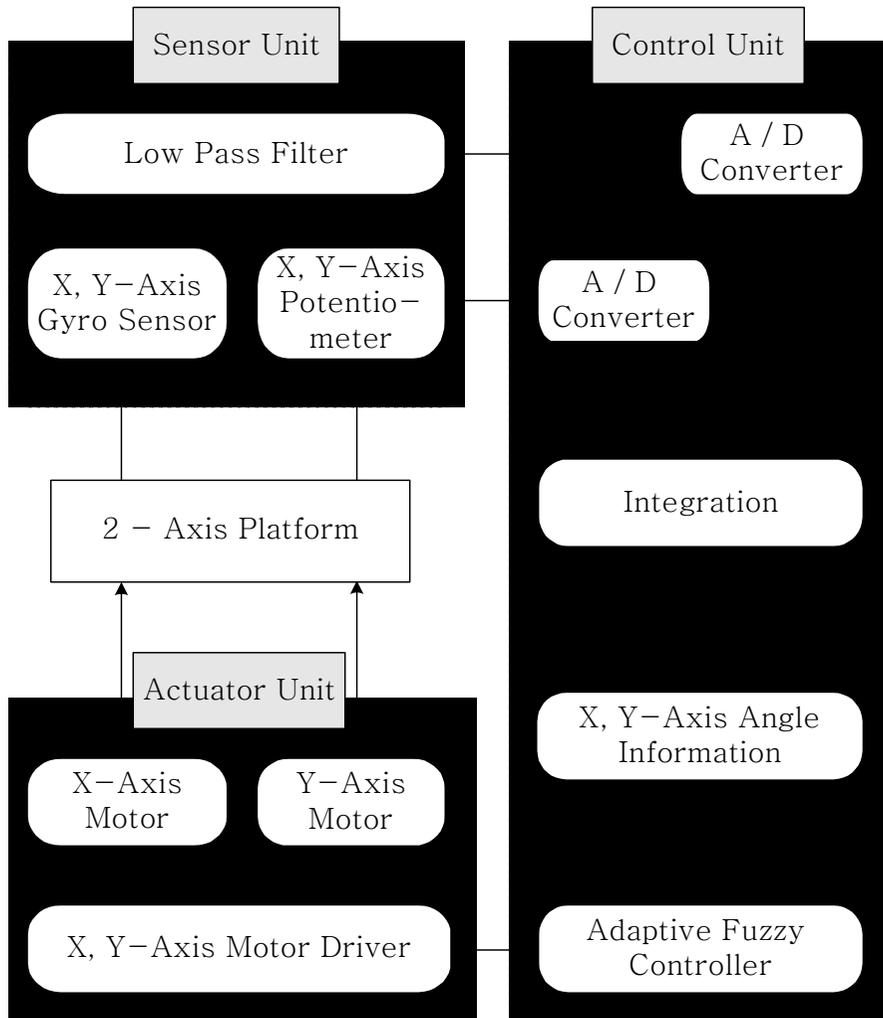


그림 3.1 자세 안정화 제어시스템의 구조

Fig 3.1 Block diagram of the stabilizing control system of a 2-Axis platform

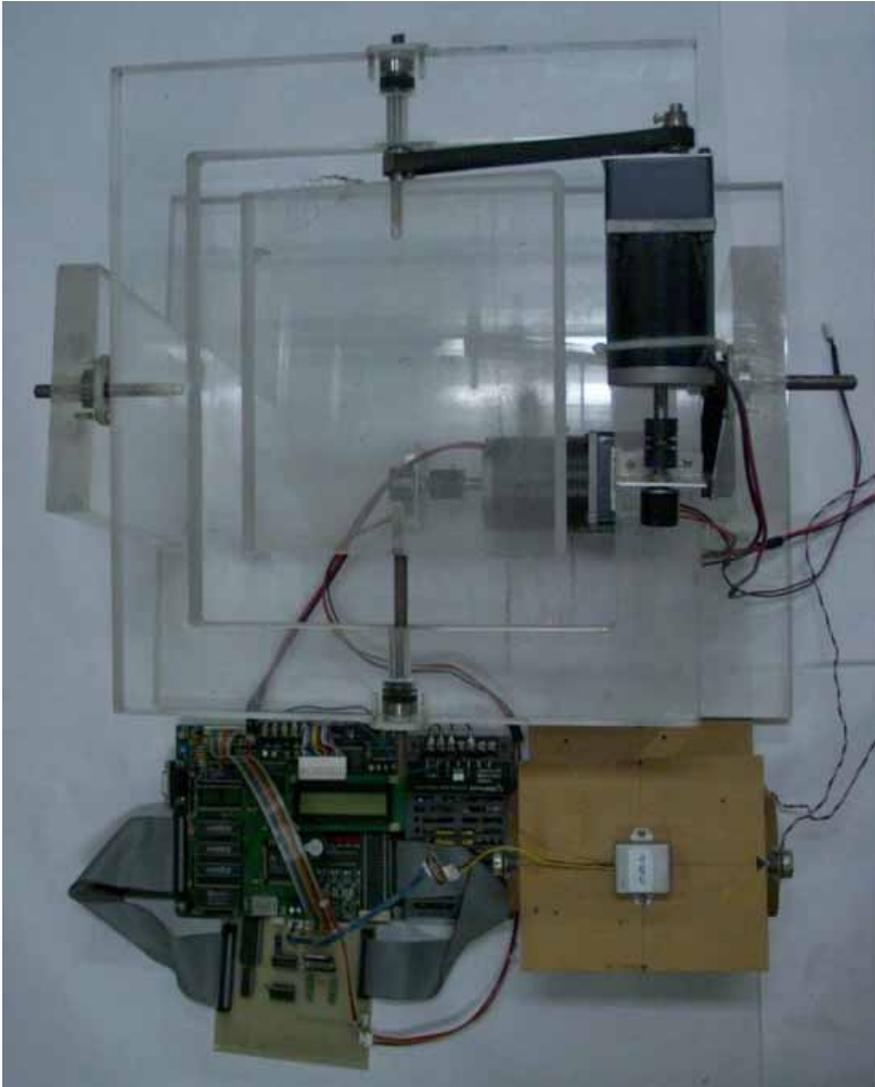


사진 3.1 자세 안정화 제어시스템의 실물사진  
Photo 3.1 Photograph of a stabilizing control system

## 3.2 센서부의 구조

선박의 롤링, 피칭 운동에 따라 2축에 발생하는 회전운동 성분을 측정하기 위한 센서로 세라믹 자이로(Ceramic Gyro)센서를 사용하였다. 이것은 정삼각주 진동자 방식의 소형 각속도 센서이다. 이런 종류의 센서는 여러 메이커에서 시판되고 있으며 가격 성능 등을 고려하여 보았을 때, 본 용도에 맞는 것으로 무라타사의 자이로 센서를 사용했다. 각속도 센서 하나로는 한 축에 대한 회전운동의 각속도만 측정할 수 있으므로 2축의 회전 운동을 검출하기 위해서는 2개의 센서가 필요하다.

사용한 각속도 센서는 일본 Murata사의 ENV-05DB Gyrostar를 사용하였다. 고정도 검출, 고속 응답, 저 노이즈, 저 드리프트 등의 우수한 특성을 가지고 있어서 실시간 각속도 검출에 적합하였다. 센서의 특성을 알아보면, 정지 시 출력은 약 2.5V이며 1 deg/sec의 각속도로 회전할 때, 출력 전압은 그 회전 방향에 따라  $(2.22 \pm 1.44)mV$ 의 전압이 증가되거나 감소된다. 센서의 최대 검출 범위는 최대  $\pm 80[deg/sec]$ 이다. 구동 전압은 DC 5V이며 소비전류는 17mA이하이고, 사용온도 범위는  $-30^{\circ} \sim 80^{\circ}/c$  까지이다. 그리고 센서의 각속도 검출 분해능이 0.1/sec 이다. A/D 변환기의 입력이 0 ~ +5[V]의 범위를 갖는다면 12비트 분해능일 때 1LSB당 1.22mv의 값을 변환 할 수 있으므로 이를 검출하기 위하여 12비트의 분해능을 갖는 A/D 변환기를 사용했다.

또한 각속도 센서의 출력을 그대로 A/D 변환하면 선박의 진동이나 기타 잡음에 의해서 교란된 센서의 출력이 잘못된 제어입력의 생성에 직접적인 영향을 준다. 따라서, 고주파 AC 잡음을 흡수하도록 저역 통과 필터(Low-pass-filter)를 설계하였다. 설계된 저역 통과 필터를 거친 각속도 센서의 출력은 차단 주파수 15Hz 이상인 rms 잡음 요소가 제거되어 훨씬 이상적인 형태가 된다. 그림 3.2는

자이로센서를 이용하여 선박의 회전운동 성분을 검출한 후 신호처리를 거쳐 DSP까지 전달하는 과정을 나타낸 것이다.

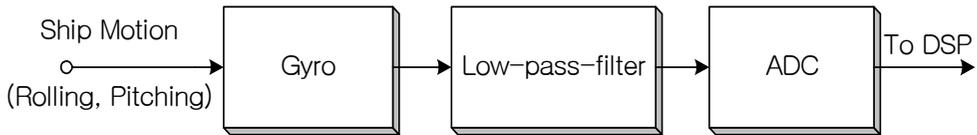


그림 3.2 자이로 센서에 의한 선박운동의 검출과정

Fig 3.2 A detecting process of ship motion with gyro

그리고 회전 운동성분에 대해서 시스템의 자세를 보상시키기 위한 액츄에이터로 사용되는 DC모터에서 구동각의 변위를 검출하기 위한 포텐쇼미터는 SPECTROL 10K를 사용하였다.

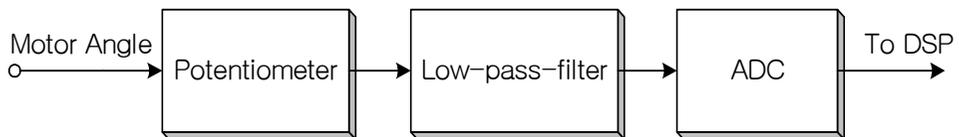


그림 3.3 포텐서미터에 의한 모터회전각의 검출과정

Fig 3.3 A detecting process of motor angle with potentiometer

본 연구에서 사용된 자이로 센서와 포텐쇼미터 신호는 고주파 노이즈 제거를 위해서 저역 통과 필터를 통과하고, TMS320C31 마이크로 컨트롤러에서 12bit의 분해능을 가지고 A/D 변환된다. 자이로 센서에서는 각속도값이 출력되기 때문에 이를 적분 계산하여 각변위값으로 변환한다.

자이로 센서와 포텐서미터의 각오차를 줄이기 위하여 포텐서미터와 자이로센서의 입력 전압단에 흐르는 전류를 정밀하게 제어하기 위하여 DC-

DC 컨버터를 사용하였다. 각변위값은 약  $\pm 0.2[\text{degree}]$  정도의 비교 오차를 보였으며, 압전 자이로의 온도에 따른 영향으로  $-0.005[\text{degree}/\text{sec}]$  정도의 드리프트 오차를 가지고 있다. 이런 센서의 오차는 안정화 제어시스템이 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 방법에 대한 연구가 선행되어야만 한다.

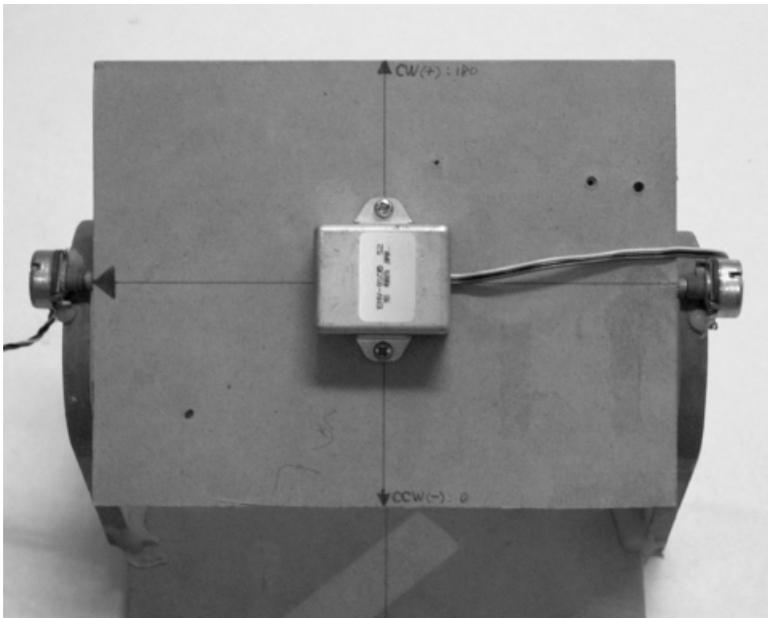


사진 3.2 플랫폼 시뮬레이터 위에 장착된 자이로 센서의 실물사진

Photo 3.2 Photograph of the gyro sensor mounted on a platform simulator

### 3.3 구동장치부

엑츄에이터를 구동하는 구동장치부는 모터와 모터 드라이버 회로로 구성된다. 구동모터로는 DC모터를 풀리, 타이밍 벨트와 연결하여 피치,롤링 축을 구동하도록 설계되었다. 이렇게 함으로써 모터로 2축 플랜트를 구동하는데 필요한 토크를 만들고 모터의 최소 구동각도를 보다 작게 만들 수 있다. 자세 안정화 부분은 선박의 롤링과 피칭운동에 따라 나타나는 시스템의 기울기 변화를 실시간으로 보상하여 2축으로 구성되어 있는 모터를 구동하여 시스템의 자세를 안정하게 한다. 즉, 롤링과 피칭에 의해 기울어진 시스템의 자세를 X축과 Y축으로 분석하고 이를 보상하기 위해서 모터를 구동한다. 그림 3.4는 구동장치부의 구조를 나타낸 블록선도이다.

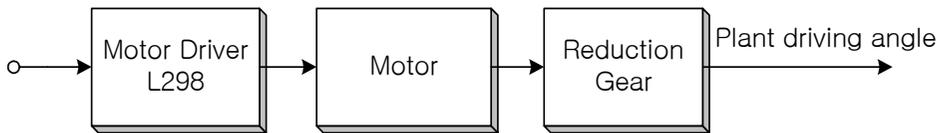
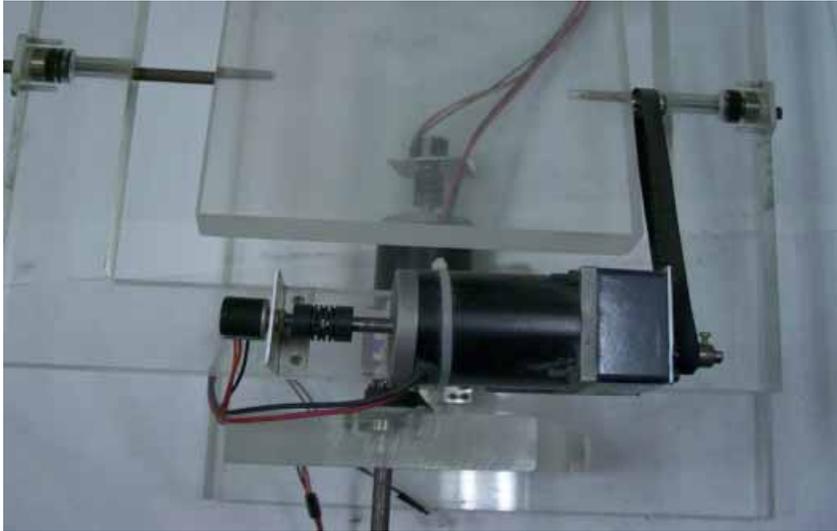
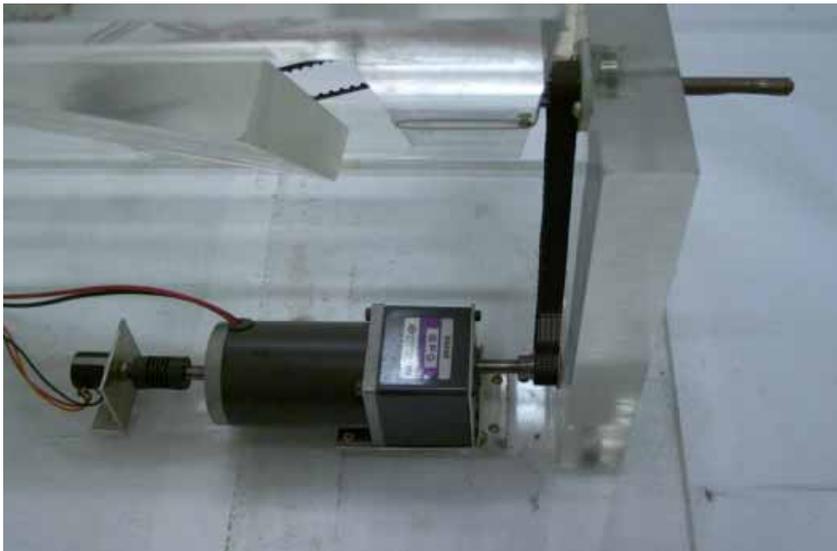


그림 3.4 구동장치부의 구조

Fig 3.4 Structure of Motor driving unit



(a)Roll motion unit



(b)Pitch motion unit

사진 3.3 구동장치부의 실물사진

Photo 3.3 Photograph of Driving units of the stabilizing system

### 3.4 자세제어부

앞 절에서 설계된 2축 플랫폼의 자세를 제어하기 위해서는 마이크로 컨트롤러와 주변회로로 이루어진 제어가 필요하다. 자세제어부는 시스템 초기화, 자세 안정화 기능을 수행하는 핵심장치이다. 초기화 기능이란 시스템이 동작하기 전에 시스템의 기준값 셋팅과 소프트웨어 변수들을 초기화하는 것을 의미하며, 자세 안정화 기능이란 선박의 롤링과 피칭 운동에 따라 나타나는 절대수평에 대한 편차각(Deviation Angle)과 그 변화율을 측정하여 안정화 제어기의 기준입력으로 사용함으로써 선박의 운동에 대하여 상반되게 제어를 수행하여 선박이 운동하더라도 항상 자세를 수평으로 유지시키는 것을 의미한다. 자세제어부는 TMS320C31을 주 제어기로 사용하여 센서값의 처리, 제어 입력 계산등의 역할을 수행한다. 자세제어부는 그림 3.1에서의 자세제어 처리장치부에 해당되는 부분으로써 다음과 같이 동작한다.

저역 통과 필터로 고주파 노이즈를 제거한 자이로 센서 출력값을 A/D 변환시키면 디지털의 각속도값을 얻는다. 이를 적분하면 실제 시스템의 자세정보로 사용되는 각변위값을 검출할 수 있다. 여기서 구한 각변위값은 기준입력으로 인가되어 제어를 통해서 모터를 구동함으로써 시스템을 안정화시키는 데 사용된다. 적응피드제어 알고리즘을 적용하여 설계한 제어기는 출력오차가 점근적으로 0에 수렴하도록 제어 입력을 계산하고, DC 모터에 PWM(Pulse Width Modulation) 신호를 인가하여 구동시킨다. 그리고 피드백 루프를 구성하기 위해서 모터에 커플링된 포텐쇼미터로부터 받은 피드백 신호를 A/D 변환한다.

본 논문에서 사용한 A/D 컨버터는 분해능이 비교적 높고 변환속도가 매우 빠른 맥심(Maxim)사의 12비트 병렬 접속형 A/D 컨버터인 MAX122를 사용한다.<sup>[20]</sup>

이는 축차 비교형으로 최고 5MHz의 클럭을 사용하여 13클럭주기( $2.6 \mu s$ )에 변환을 완료하며, A/D 컨버터가 아날로그 신호를 디지털 데이터로 변환하는 동안에 입력전압이 변동하면 출력에 노이즈가 섞이는 것을 방지하는 기능을 하는 샘플/홀드 회로를 내장하고 있고 아날로그 입력전압의 범위는 -5에서 +5V 이다. 또한, 변환된 데이터는 12비트 2의 보수로 표현되어 +5V가 7FFH, 0V가 000H, -5V가 800H로 각각 읽혀진다. 최대 샘플링 속도는 333KHz 이다.

## 제 4 장 자세 안정화 시스템의 모델링 및 제어기 설계

### 4.1 시스템 모델링

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

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \dot{i}_a(t) + e_b(t) \quad (4.1)$$

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \quad (4.2)$$

$$e_b(t) = K_b \omega_m(t) \quad (4.3)$$

$$T_m(t) = J_m \dot{\omega}_m(t) + B_m \omega_m(t) + T_L(t) \quad (4.4)$$

$$\dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t) \quad (4.5)$$

$$\dot{\omega}_m(t) = -\frac{K_i K_b + R_a B_m}{R_a J_m} \omega_m(t) + \frac{K_i}{R_a J_m} e_a(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \quad (4.6)$$

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(4.5)과 식(4.6)에 대입하면 다음과 같은 플랜트의 상태 방정식과 출력 방정식을 구할 수 있다.

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (4.7)$$

$$\dot{x}_2(t) = -3.625x_2(t) + 6.25u(t) - 50T_L(t) \quad (4.8)$$

$$y(t) = x_1(t) \quad (4.9)$$

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	<i>ohm</i>
$L_a$	0	<i>henry</i>
$J_m$	0.02	<i>kg · m<sup>2</sup></i>
$B_m$	0.01	<i>Nm/rad/sec</i>
$K_i$	0.5	<i>Nm/A</i>
$K_b$	0.5	<i>V/rad/sec</i>

## 4.2 자세 안정화 적응피지제어기 설계

식(4.8)에서 외란  $T_L(t)$ 을 인가하여 정리하면 다음과 같다.

$$x^{(2)}(t) = p(x) + q(x)u \quad (4.10)$$

$$p(x) = -3.625x_2 + 4.5\sin(x_1)\cos(x_2) + a_1(t)x_1x_2 \quad (4.11)$$

$$q(x) = 6.25 + a_2(t) \quad (4.12)$$

상태 변수와 제어 입력의 한계는 다음과 같이 결정한다.

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

플랜트의 고정 한계는

$$|p(x)| \leq |-3.625x_2| + |4.5\sin(x_1)\cos(x_2)| + |a_1(t)x_1x_2| \leq 11.02$$

$$|q(x)| \leq |6.25| + |a_2(t)| \leq 8.25$$

$$|q(x)| \geq 6.25 - |a_2(t)| \geq 4.25$$

와 같다. 그리고 안정 행렬의 계수는  $k_1=4$ ,  $k_2=4$ 이고 양의 한정행렬  $Q$ 를 결정하고 식(2.11)에 대입하여 양의 대칭 한정행렬  $P$ 를 구한다.

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

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

먼저 1형 퍼지로지시스템의 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.

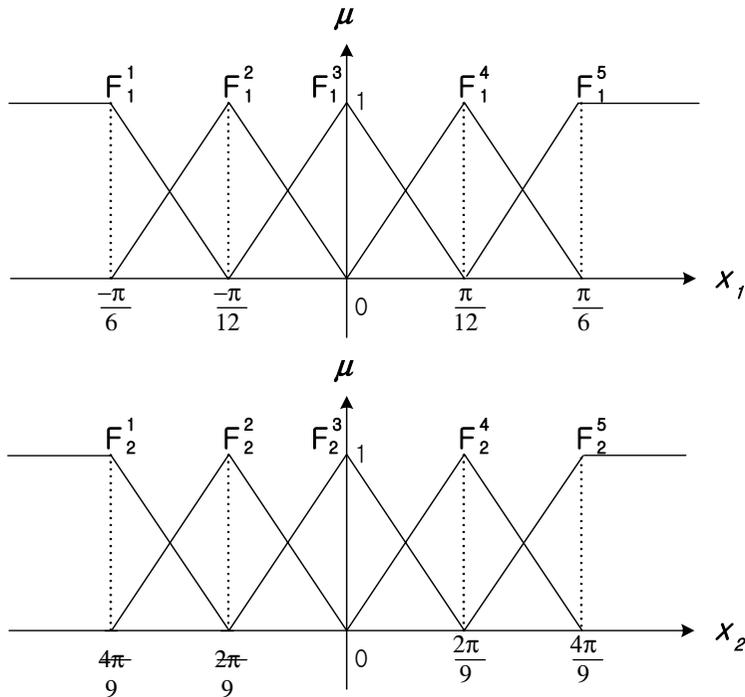


그림 4.1 1형 퍼지로지시스템의 소속 함수

Figure 4.1 Membership functions of a first-type fuzzy logic system

1형 적응 규칙에서 조정되는 초기 적응 파라미터는 퍼지 규칙의 수와 같이  $25 \times 1$ 의 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(4.13)과 식(4.14)과 같이 각 퍼지 규칙들은 각각  $m=25$ 로 결정한다. 그리고 각 퍼지집합들은 삼각 퍼지를 사용하였고, 삼각 퍼지 집합의 중심값과 그 폭이 조정가능한 파라미터가 된다.

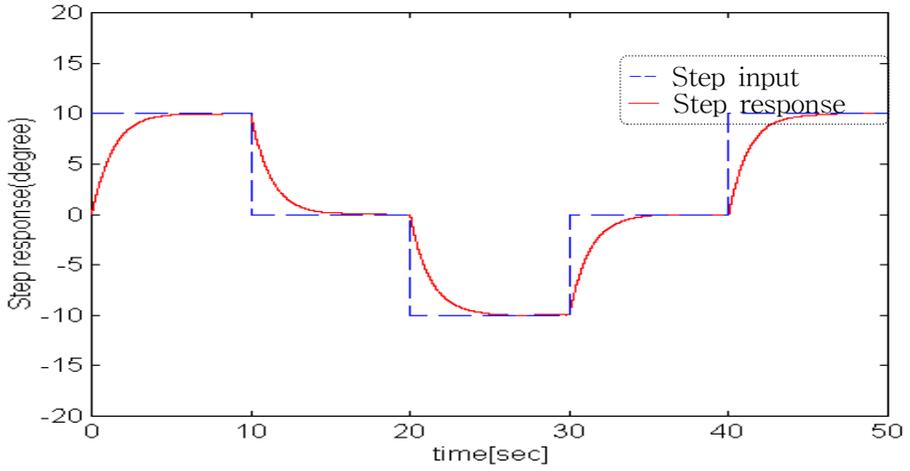
$$R_p^{(l_m)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^{l_{pm}} \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^{l_{pm}} \text{ THEN } \hat{p}(x | \beta_p) \text{ is } G^{(l_{pm})} \quad (4.13)$$

$$R_q^{(l_m)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^{l_{qm}} \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^{l_{qm}} \text{ THEN } \hat{q}(x | \beta_q) \text{ is } H^{(l_{qm})} \quad (4.14)$$

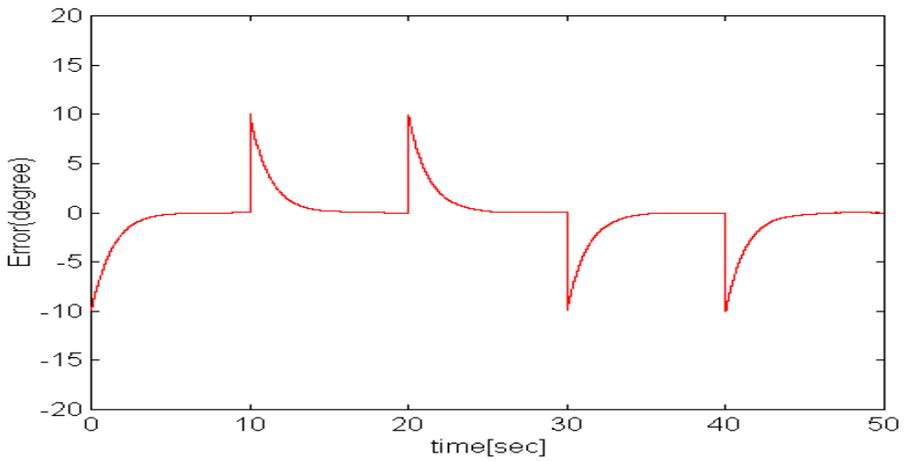
적응 파라미터는  $25 \times 1$ 의 벡터로 이루어지며, 그 결정 범위는 1형과 동일하다.

마지막으로 2/1형 적응퍼지제어기에서는 2형의 정보를 1형의 초기 제어기로 사용한다. 즉, 2형에서 적응 규칙으로 조정된 소속함수들로 1형의 퍼지 집합을 구성하여 식(4.13)과 식(4.14)과 같은 초기 퍼지 규칙들을 결정한다.

### 4.3 시뮬레이션 결과 및 고찰



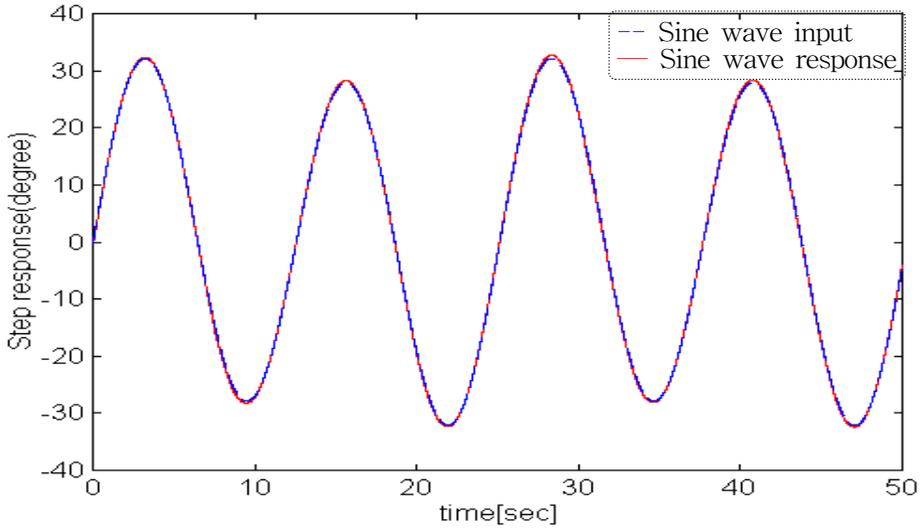
(a) Step response for step input variation



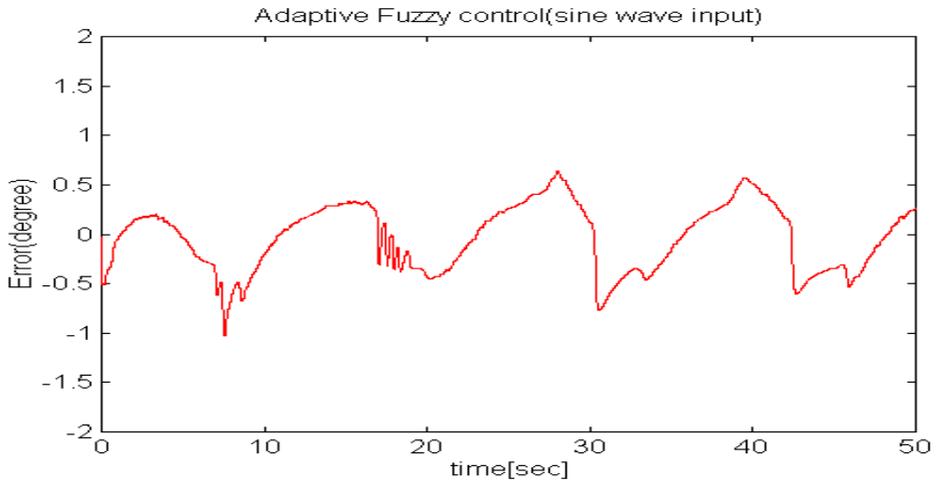
(b) Tracking error for step input variation

그림 4.2 2/1형 적응퍼지제어시스템의 계단입력에 대한 시뮬레이션 결과

Figure 4.2 Step response of the second/first-type adaptive fuzzy control system



(a) Response for sine wave input variation



(b) Tracking error for sine wave input variation

그림 4.3 2/1형 적응퍼지제어시스템의 정현과 입력에 대한 시뮬레이션 결과  
 Figure 4.3 Sinusoidal response of the second/first-type adaptive fuzzy control system

그림 4.2와 4.3은 각각 계단 입력과 정현파 입력에 대한 2/1형 적응퍼지제어시스템의 응답이다. 정현파 입력에 대한 2/1형 적응퍼지제어시스템의 응답을 보면 오차가  $\pm 0.7[\text{degree}]$  정도로 지속적으로 유지되고 있음을 확인할 수 있다.

본 논문에서의 2/1형 간접적응퍼지제어기는 1형과 2형 간접적응퍼지제어기의 장점만을 사용하여 설계한 제어기이다.

기존의 1형이나 2형 적응퍼지제어기들은 초기 적응파라미터들을 정확한 전문가적 지식이 없는 상황에서 단순히 플랜트의 한계치 정보만으로 난수를 발생하여 결정하기 때문에 좋은 초기 성능을 기대하기 어려웠다.

2/1형 간접적응퍼지제어기의 초기 적응 파라미터들은 2형에서 퍼지 규칙의 퍼지 집합들을 조정하여 개선시킨 것들을 사용하기 때문에 양질의 언어적 정보를 적용한 효과를 얻을 수 있어 기준 입력에 대한 초기 수렴이 빠르다는 장점이 있다.

## 제 5 장 실험 및 고찰

### 5.1 DSP 기반 제어기의 구조

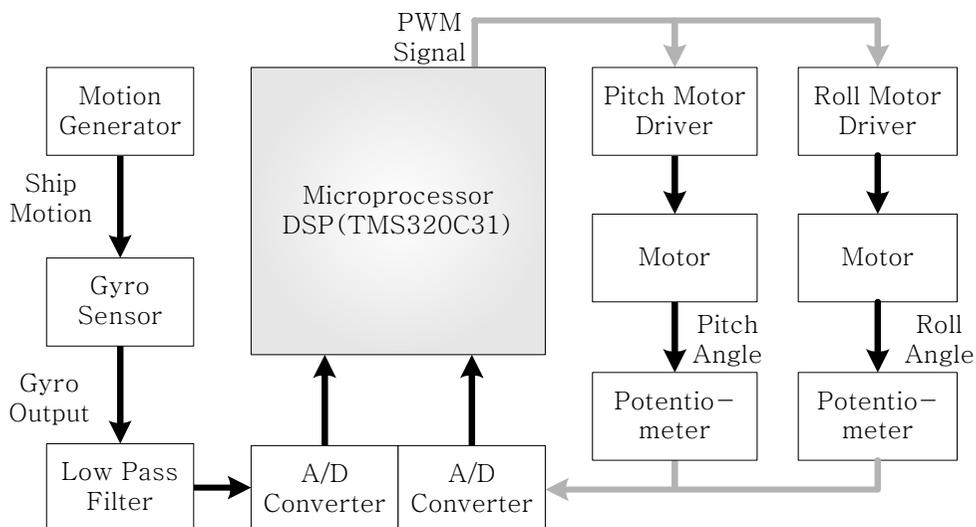


그림 5.1 DSP를 이용한 자세 안정화 제어시스템 구조

Figure 5.1 Structure of a stabilizing control system using TMS320C31 DSP

시스템에서 주 제어기로 사용되는 TMS320C31은 32비트 부동소숫점 방식의 범용 Programmable DSP로서 다음과 같은 특징을 가지고 있다.

첫째로, 곱셈기(Multiplier)와 같은 고속의 연산회로를 하드웨어적으로 처리하는 기능을 가지고 있어서 MAC(Multiply-and-accumulate) 명령을 한 사이클에 처리할 수 있다. 대부분의 DSP 연산에서 이 MAC 명령의 처리 속도는 DSP의 성능을 좌우하는 핵심적인 요소가 된다.

둘째로, 명령과 데이터를 동시에 처리함으로써 명령처리속도를 높이기 위하여 명령용 버스와 데이터용 버스를 별도로 갖는 하바드 구조를 사용하

며, 따라서 명령용 캐시와 데이터용 캐시도 따로 가진다. 또한, 명령의 고속처리를 위하여 슈퍼스칼라 및 슈퍼 파이프라인 구조를 사용하기도 한다.

셋째로, 동시에 2개 이상의 명령을 처리하기 위하여 한 번에 2개 이상의 명령을 인출할 수 있도록 여러개의 버스(Multiple Bus)를 가지는 경우도 있다. TMS320C31의 경우 동시에 2가지씩 실행할 수 있는 여러 가지의 명령이 있다. 예를 들면 부동소숫점수의 곱셈과 덧셈을 동시에 실행할 수 있다.

넷째로, 반복적인 명령을 빠르게 처리할 수 있도록 하는 하드웨어적인 루프 제어기나 고속으로 비트를 이동할 수 있는 배럴 시프트(Barrel Shift) 등을 가진다.

다섯째로, 범용 마이크로컨트롤러처럼 프로그램용 ROM이나 RAM을 내장하지만, 마이크로컨트롤러에서와 달리 프로그램은 내부 ROM 또는 외부 ROM으로부터 부팅하여 실행한다.<sup>[19-21]</sup>

사진 5.1은 DSP기반 제어시스템의 실물사진이다.

TMS320C31의 주요 기능이나 특징을 요약하면 다음과 같다.

- ◆ 수정된 하바드 구조(3개의 내부 버스, 1개의 외부버스)
- ◆ 최대 60MHz까지 동작가능
- ◆ 2클럭이 1개의 동작 사이클
- ◆ 60MHz에서 30MIPS, 60MFLOPS의 처리속도
- ◆ 2개의 1K(32비트) 내부 RAM 블록(총 2K 워드)
- ◆ 64×32비트의 명령캐시
- ◆ 16M×32비트의 외부 확장 메모리 영역(24비트 어드레스)
- ◆ 32비트 길이의 명령어, 32비트 길이의 데이터
- ◆ 2개 또는 3개의 오퍼랜드를 가지는 명령어

- ◆ ALU와 곱셈기를 사용하는 2개의 명령을 단일 사이클에 실행
- ◆ 단일 사이클 분기가 가능한 zero-overhead 명령어
- ◆ 멀티프로세싱을 위한 인터록 명령어
- ◆ 8개의 40/32비트 확장 정밀레지스터(누산기 기능)
- ◆ 8개의 32비트 보조 레지스터
- ◆ 40/32비트 부동소숫점 및 정수 연산 ALU
- ◆ 보조 레지스터와 보조 레지스터 연산기를 갖는 2개의 어드레스발생기
- ◆ I/O와 CPU의 동작을 동시에 수행하기 위한 DMA 제어기
- ◆ 2개의 32비트 타이머
- ◆ 8/16/24/32 비트 전송이 가능한 1개의 직렬 포트

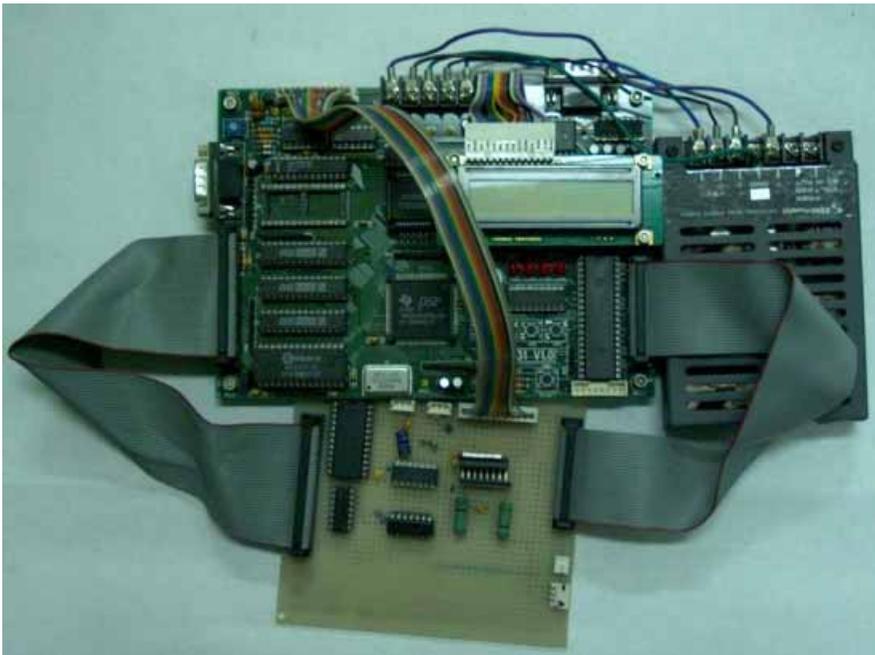


사진 5.1 TMS320C31 DSP 기반 제어기의 실물사진

Photo 5.1 Photograph of a controller based on TMS320C31 DSP

## 5.2 전체 제어시스템의 구성

본 연구에서 구현한 자세 안정화 시스템은 X, Y 두 축의 회전 운동성분을 각각 독립적으로 검출하고 보상한다. 따라서, 롤링과 피칭에 대한 운동 성분으로부터 시스템의 자세를 안정화시킬 수 있는 제어기를 각각 설계하고 구현하였다. 제어기는 롤링 플랜트와 피칭 플랜트의 독립적인 제어 대상에 대해서 각각 2/1형 간접적응퍼지제어기를 탑재하였다.

먼저 두 플랜트의 적응퍼지제어기를 설계하기 위하여 오프 라인 전처리 부에서 결정하는 설계 파라미터와 플랜트의 한계값은 시뮬레이션에서 결정된 것을 동일하게 사용하였다.

다음으로 초기 제어기를 구성하기 위해서 각 변수에 대한 소속함수를 선정하고 초기 적응 파라미터를 결정하여 플랜트의 동정 모델을 구하기 위한 퍼지 규칙을 만들어야 한다. 롤링 플랜트에 대한 각 변수의 소속함수는 그림 5.2과 같이 결정하고  $m_1=5, m_2=5$ 로 되어 그림 5.3과 같은 퍼지 규칙( $m = m_1 \times m_2 = 25$ )을 구하고, 피칭 플랜트에 대한 각 소속함수는 그림 5.4과 같이 결정하고  $m_1=5, m_2=5$ 이 되어 그림 5.5과 같은 퍼지 규칙( $m = m_1 \times m_2 = 25$ )을 구할 수 있다.  $\hat{p}(x)$ 와  $\hat{g}(x)$ 에 대한 초기 적응 파라미터인  $\beta_p(0)$ 는  $[-3 \ 3]$ ,  $\beta_q(0)$ 는  $[3.5 \ 5]$ 의 구간에서 임의로 선정하여  $25 \times 1$ 의 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  $10[\text{ms}]$ 로 TMS320C31의 인터럽트로 처리하였다.



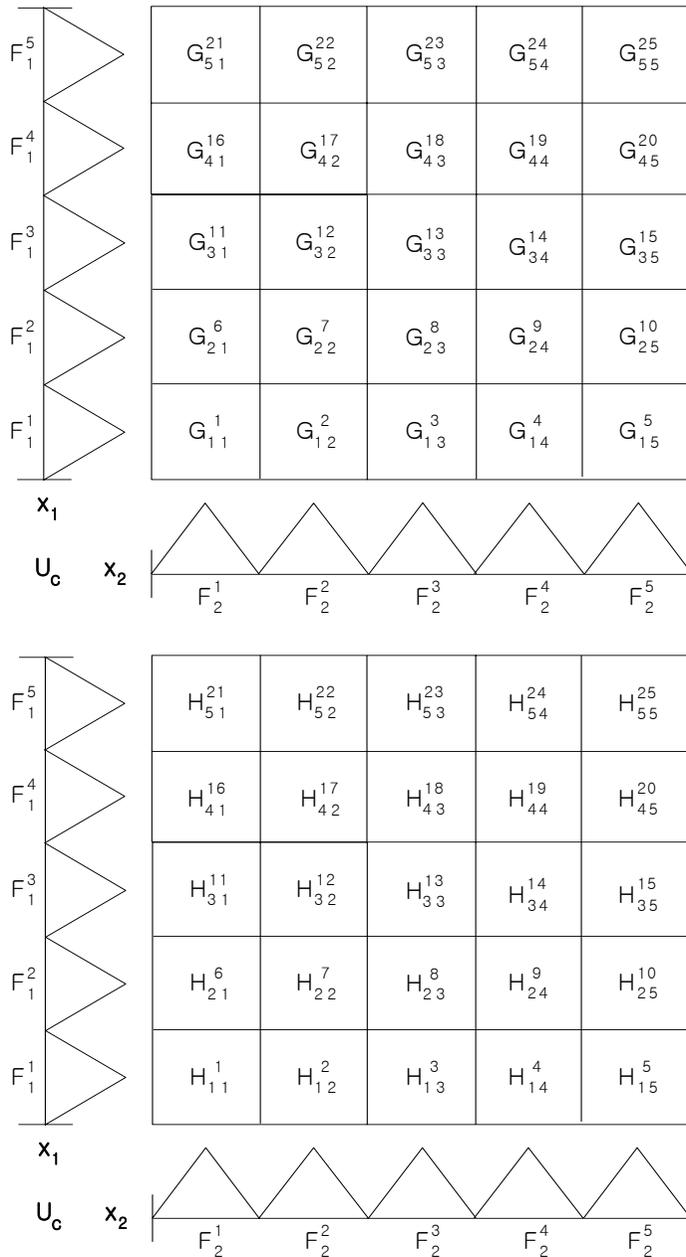


그림 5.3 롤링 플랜트에 대한 퍼지 규칙

Figure 5.3 Fuzzy rules for a rolling plant

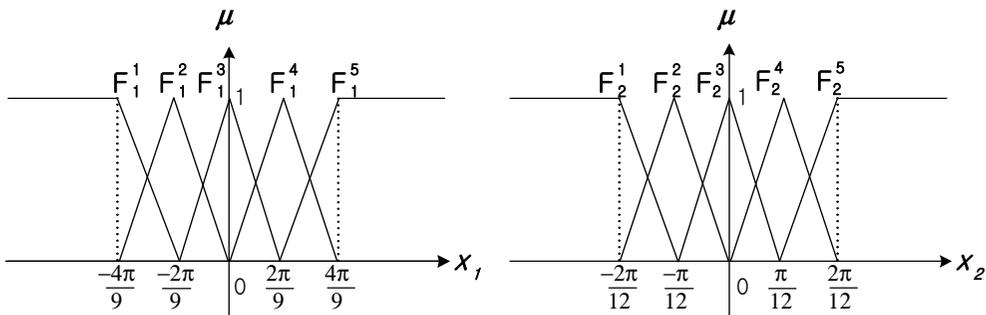


그림 5.4 피칭 플랜트에 대한 퍼지로지시스템의 소속함수

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

$$R_{rolling}^1 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^1 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{11}^1 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{11}^1$$

$$R_{rolling}^2 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^2 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{12}^2 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{12}^2$$

$$R_{rolling}^3 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^3 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{13}^3 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{13}^3$$

$$R_{rolling}^4 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^4 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{14}^4 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{14}^4$$

$$R_{rolling}^5 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^5 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{15}^5 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{15}^5$$

$$R_{rolling}^6 : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^2 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^1 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{21}^6 \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{21}^6$$

: : : : : : : : (생략) : : : : : : :

$$R_{rolling}^{21} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^5 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^1 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{51}^{21} \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{51}^{21}$$

$$R_{rolling}^{22} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^5 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^2 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{52}^{22} \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{52}^{22}$$

$$R_{rolling}^{23} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^5 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^3 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{53}^{23} \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{53}^{23}$$

$$R_{rolling}^{24} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^5 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^4 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{54}^{24} \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{54}^{24}$$

$$R_{rolling}^{25} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^5 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^5 \text{ THEN } \hat{p} \text{ is } G_{55}^{25} \text{ and } \hat{q} \text{ is } H_{55}^{25}$$

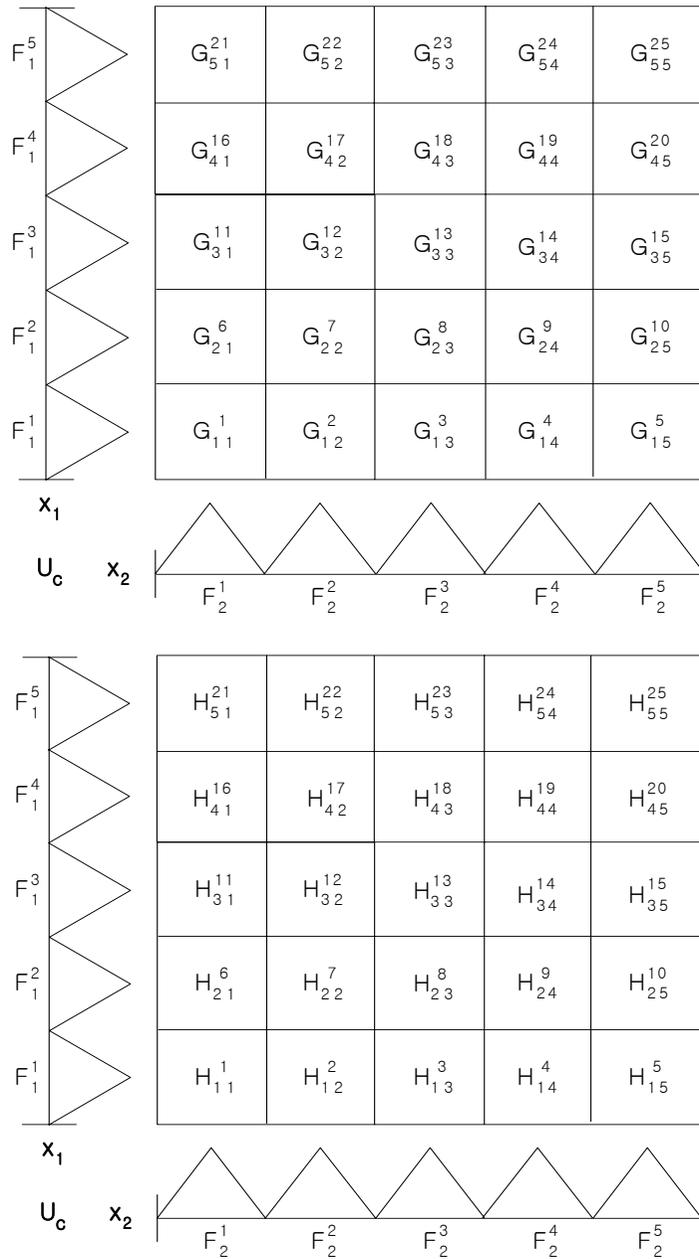


그림 5.5 롤링 플랜트에 대한 퍼지 규칙

Figure 5.5 Fuzzy rules for a rolling plant

### 5.3 실험 및 결과 고찰

지금까지 구현된 2축 플랫폼의 자세 안정화 시스템의 성능을 시험하기 위하여 선박운동 시뮬레이터를 이용하였다. 선박운동 시뮬레이터는 실제 선박의 운동환경을 구축하여 자세 안정화 시스템을 구현하기 위한 장비로서 자체적으로 제작한 것이다. 이 시험 장비는 선박의 운동성분을 발생시키는 시뮬레이터이다.

실험은 2축 플랫폼을 선박운동 시뮬레이터와 연결하여 각각의 축에 대해서 실시하였다. 성능 평가를 위한 각속도 센서와 포텐서미터의 실험 측정치는 RS-232 케이블을 이용하여 컴퓨터로 전송하여 저장한 후, 그래프로 출력하였다.

성능의 검증기준은 INMARSAT의 권고치를 참고했다. INMARSAT에서 롤은 진폭이  $30^\circ$ 이고 주기가 8 sec, 피치는 진폭이  $15^\circ$ 이고 주기가 6 sec, 요는 진폭이  $8^\circ$ 이고 주기가 50 sec 인 선박의 운동환경에서 위성 안테나가 동작할 수 있도록 권고하고 있다. 여기서 요는 본 실험에서 고려하지 않았다.

그림 5.6은 진폭이  $+25^\circ \sim -20^\circ$ 에서 피치축의 플랜트 응답이고, 그림 5.7는 진폭이  $\pm 25^\circ$ 에서 적응퍼지제어이론을 탑재한 피치응답이다. 피치 플랜트의 응답에서는 에러가  $\pm 4[\text{degree}]$  정도 생기던 것이 적응퍼지제어이론을 탑재했을때의 피치 응답은  $\pm 0.5[\text{degree}]$ 로 안정화 되었으며, 30 sec를 넘어가면서부터 조금씩 누적오차가 발생하였다. 그림 5.8은 롤축의 진폭이  $+25^\circ \sim -25^\circ$ 인 롤링 플랜트 응답이고, 그림 5.9는 진폭이  $\pm 20^\circ$ 에서 적응퍼지제어이론을 탑재한 롤링응답이다. 롤링 플랜트의 응답에서의 에러는  $\pm 4[\text{degree}]$  정도 생기던 것이 적응퍼지제어이론을 탑재한 롤응답에서는  $\pm 0.5[\text{degree}]$ 로 안정화 되었다.

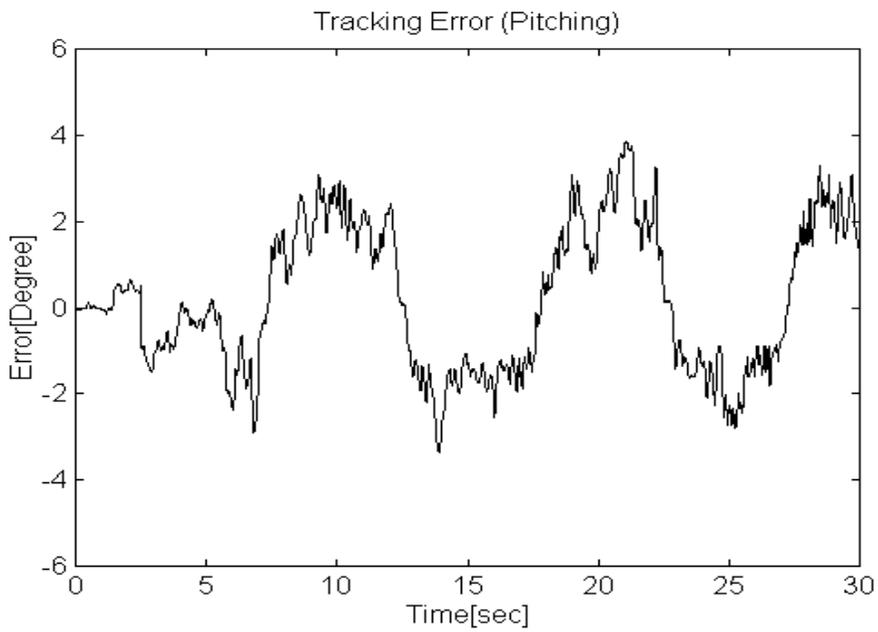
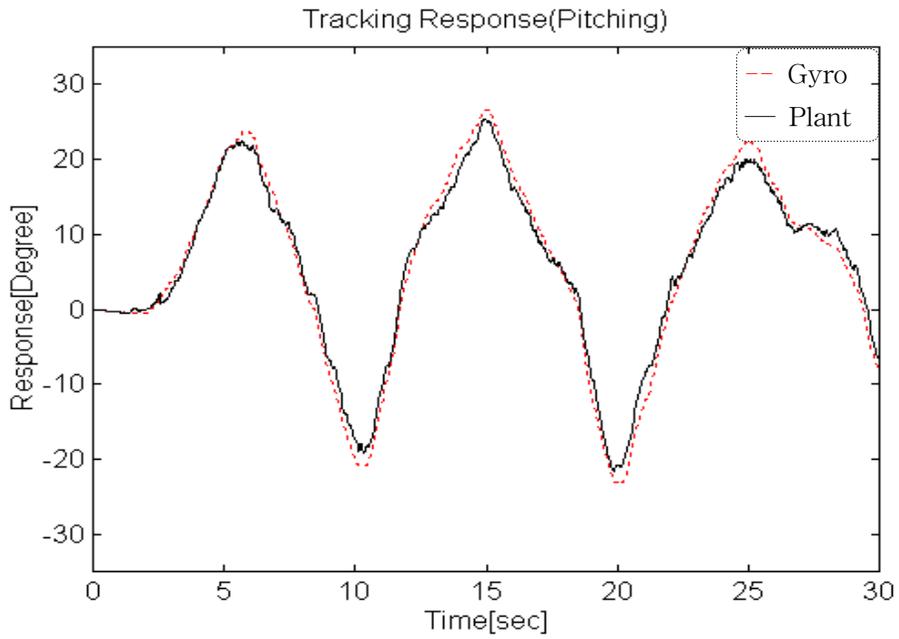


그림 5.6 플랜트의 피칭 응답

Figure 5.6 Pitching response of the pitching plant

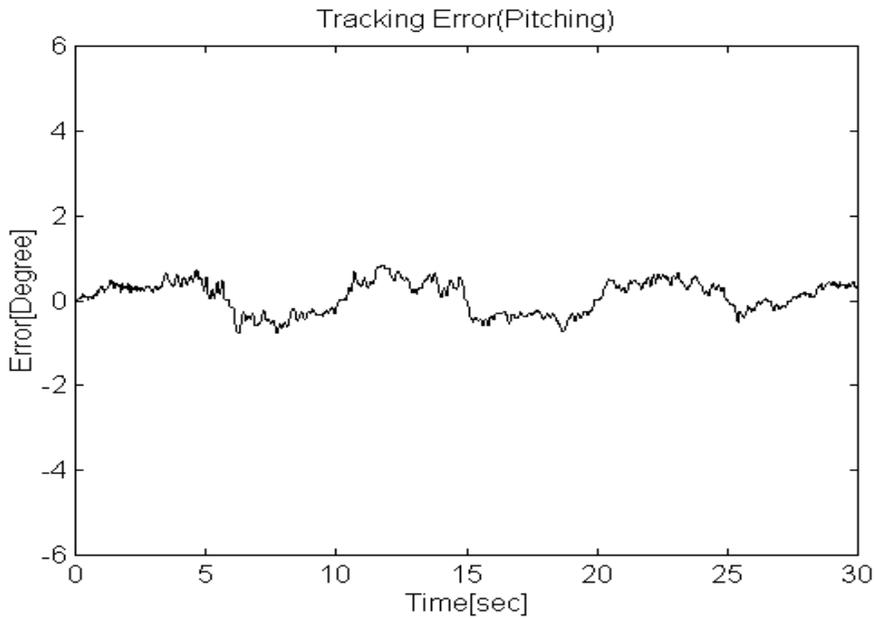
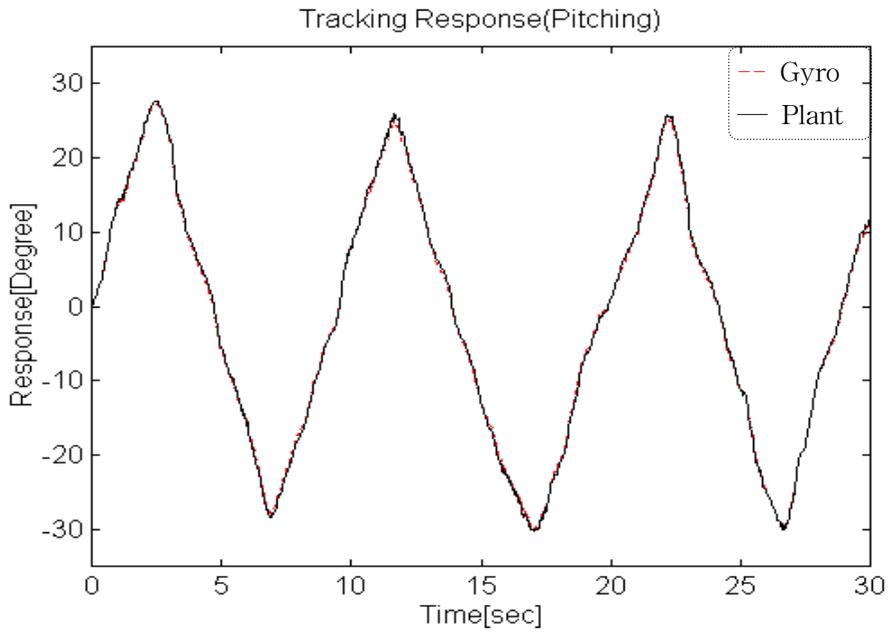


그림 5.7 적응퍼지제어시스템의 피칭 응답

Figure 5.7 Pitching response of the adaptive fuzzy control system

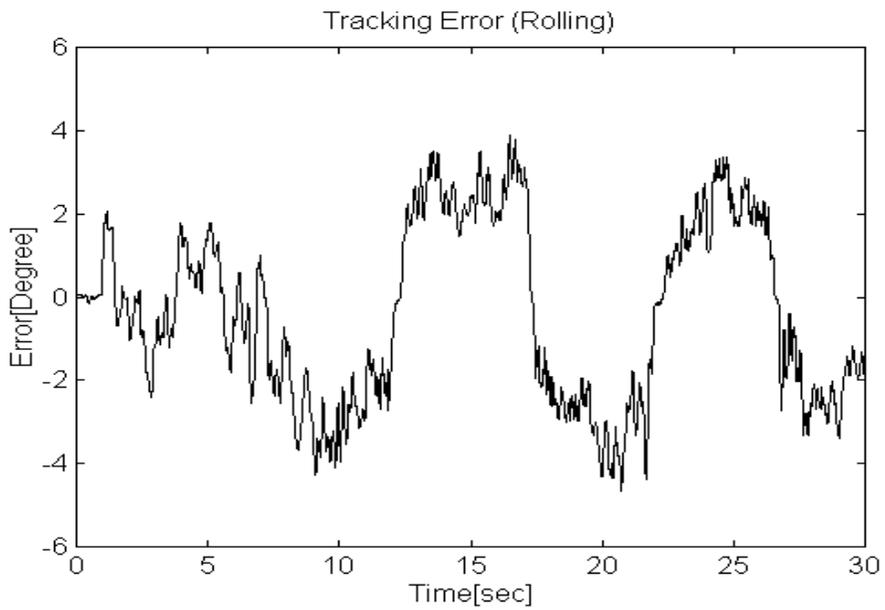
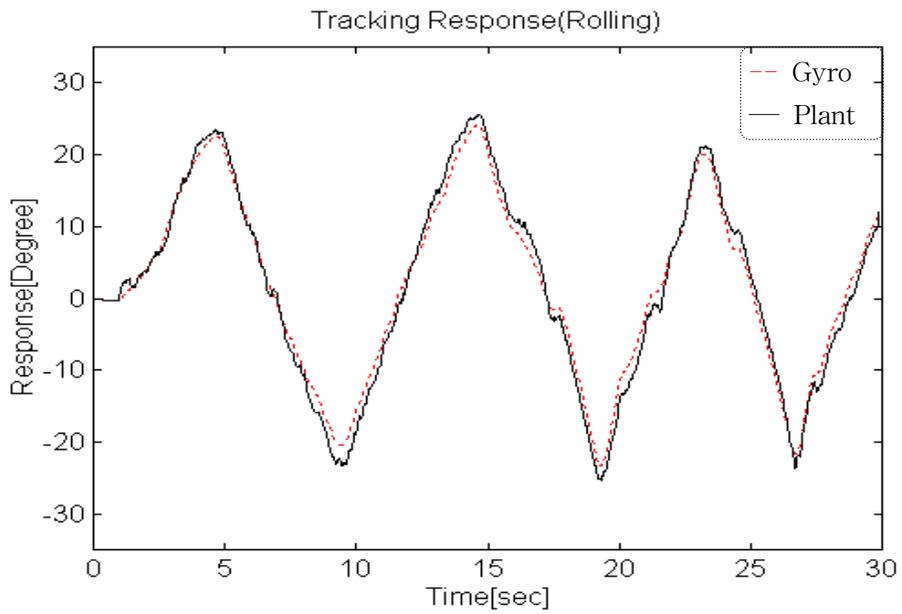


그림 5.8 플랜트의 롤링 응답

Figure 5.8 Rolling response of the rolling plant

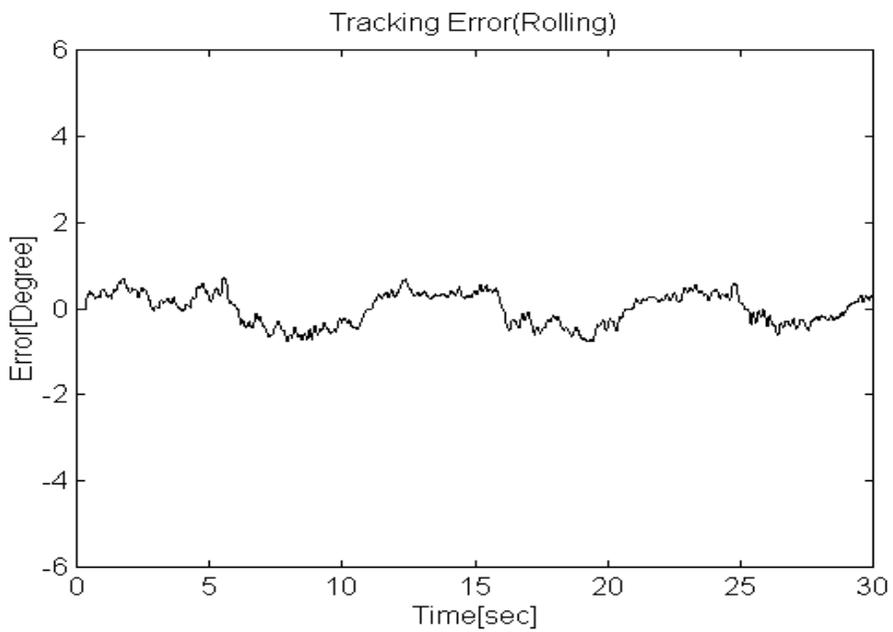
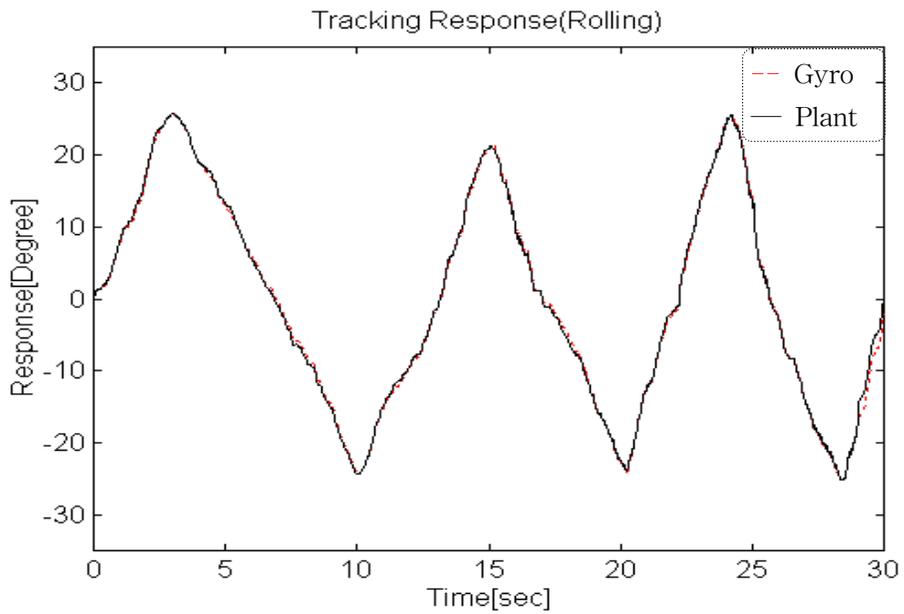


그림 5.9 적응퍼지제어시스템의 롤 응답

Figure 5.9 Rolling response of the adaptive fuzzy control system

## 제 6 장    결    론

본 논문에서는 적응퍼지제어기와 DSP를 이용한 자세 안정화 시스템을 구현하였다. DSP를 이용한 2/1형 실시간 적응퍼지제어기를 구현하였으며, 비선형 시스템인 미지의 플랜트에 대해서도 지속적인 제어성능이 유지됨을 알 수 있었다.

2축 플랫폼의 회전 운동성분을 보상하여 시스템의 자세를 안정화시킬 수 있는 시스템을 설계, 구현하고 제어시스템을 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 제어시스템은 2/1형 적응퍼지제어방식으로 진폭이  $20^{\circ}\sim 30^{\circ}$ 이고 주기가 15 sec 인 운동에서  $\pm 0.5^{\circ}$ 정도의 오차를 가지고 안정화 되었다. 실험에 이용된 모델은 실제시스템에 가깝게 모델링 되었으며, 안정화 제어기의 성능을 만족함을 알 수 있었다.

그리고 좀더 안정된 제어기의 성능을 유지하기 위해서는 자이로 센서 출력 노이즈와 드리프트 오차를 제거할 수 있는 방법에 대한 연구가 더 필요하다.

또한 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] *Basics of Gyroscopes vol. 1*, Applied Technologies Associates, Inc.
- [2] *Basics of Gyroscopes vol. 2*, Applied Technologies Associates, Inc.
- [3] Charles Broxmeyer, *Inertial Navigation Systems*, McGraw-Hill, Inc., 1964.
- [4] C. F. O'Donnell, *Inertial Navigation, Analysis and Design*, McGraw-Hill, Inc., 1964.
- [5] Kenneth R. Britting, *Inertial Navigation Systems Analysis*, John Wiley & Sons, Inc., 1971.
- [6] Li-Xin Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control : Design and Stability Analysis*, Prentice-Hall International, Inc., 1994.
- [7] Li-Xin Wang, "Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems," *Proc. 31st IEEE Conf. on Decision and Control*, pp2511-2516, 1992
- [8] 김태훈, "적응퍼지제어기를 이용한 스테빌라이저 시스템의 자세제어에 관한 연구", 한국해양대학교 碩士論文, 2001
- [9] Kumpati S. Narendra and Anuradha M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, Prentice-Hall International, Inc., 1989.
- [10] Kevin M. Passino and Stephen Yurkovich, *Fuzzy control*, Addison Wesley Longman, Inc., 1998.
- [11] D. G. Luenberger, *Linear and Nonlinear Programming*, Addison Wesley Publishing Company, Inc., 1984.

- [12] 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, pp807-814, 1992
- [13] William L. Brogan, *Modern Control Theory : Third edition*, Prentice-Hall International, Inc., 1991.
- [14] 윤환기, "적응제어 알고리즘을 이용한 태양추적 장치의 설계", 한남대학교 碩士論文, 1994.
- [15] 世和編輯部 編, *최신센서 데이터북*, 世和出版社, 1990.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] Don Lancaster 著, 김응목 譯, *TTL IC 이론과 실제*, 世和出版社, 1991.
- [19] 박귀태 著, C언어로 쉽게쓰는 TMS320C31 , 대영사, 1995.
- [20] 윤덕용 著, TMS320C31 마스터 , Ohm社, 2000.
- [21] By Paul M. Embree ,C Algorithms for Real-Time DSP, Prentice Hall , 1995
- [22] 김태훈, "선박용 태양추적 시스템을 위한 스테빌라이저 구현에 관한 연구", 제15회 한국자동제어학술회의, 2000