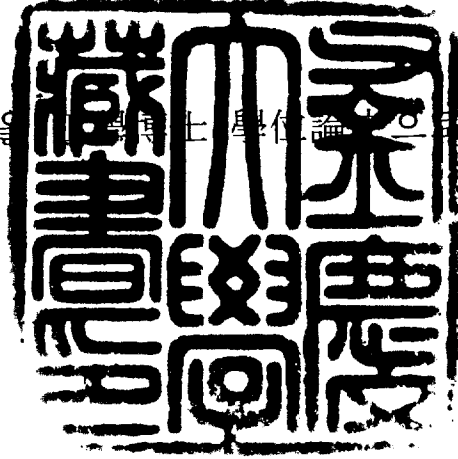


工學博士學位論文

자기동조 제어법을 이용한 강인한  
서보제어기의 설계

指導教授 金相奉

이 論文을 工學博士學位論文으로 提出함



2002年2月

釜慶大學校大學院

機械工學科

安輝雄

安輝雄의 工學博士 學位論文을 認准함

2001년 12월 19일

主 審 工學博士 崔 然 旭



審査委員 工學博士 金 煥 成



審査委員 工學博士 河 注 植



審査委員 工學博士 吳 世 駿



審査委員 工學博士 金 相 奉



# 목 차

<b>Abstract</b> . . . . .	1
<b>제 1장 서론</b> . . . . .	4
1.1 연구배경 및 필요성 . . . . .	4
1.2 연구 내용 및 목적 . . . . .	9
<b>제 2장 플랜트 모델 및 문제설정</b> . . . . .	12
2.1 서언 . . . . .	12
2.2 이상적인 플랜트 모델 . . . . .	14
2.3 선박 및 항공기 제어용 모델 예 . . . . .	17
2.3.1 선박 제어용 모델 . . . . .	17
2.3.2 항공기 제어용 모델 . . . . .	21
2.5 문제 설정 . . . . .	24
2.5 결 언 . . . . .	26
<b>제 3장 계측잡음이 존재하지 않을 경우의 제어기 설계</b> . . . . .	27
3.1 서언 . . . . .	27
3.2 자기 동조형 서보 제어기 I . . . . .	29
3.2.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우 . . . . .	29
3.2.2 플랜트 파라미터가 미지인 경우 . . . . .	36
3.3 자기 동조형 서보 제어기 II . . . . .	41
3.3.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우 . . . . .	41

3.3.2	플랜트 파라미터가 미지인 경우	46
3.4	시뮬레이션 및 결과	48
3.4.1	기지의란 및 목표치	48
3.4.2	선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과	51
3.4.3	항공기 제어용 모델의 시뮬레이션 결과	63
3.5	결언	75
<b>제 4장</b>	<b>계측잡음이 존재할 경우의 제어기 설계</b>	<b>76</b>
4.1	서언	76
4.2	자기 동조형 서보 제어기 I	77
4.2.1	플랜트 파라미터가 기지인 경우	77
4.2.2	플랜트 파라미터가 미지인 경우	81
4.3	자기 동조형 서보 제어기 II	83
4.3.1	플랜트 파라미터가 기지인 경우	83
4.3.2	플랜트 파라미터가 미지인 경우	86
4.4	시뮬레이션 및 결과	87
4.4.1	선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과	87
4.4.2	항공기 제어용 모델의 시뮬레이션 결과	94
4.5	결언	101
<b>제 5장</b>	<b>자기동조법에 의한 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이션의 제어</b>	<b>102</b>
5.1	서언	102
5.2	헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 하드웨어 구성	103
5.2.1	기계부의 구성	103
5.2.2	제어부의 구성	106

5.3 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 모델링 . . . . .	110
5.4 실험 및 결과 . . . . .	113
5.5 결언 . . . . .	122
<b>제 6장 결론</b> . . . . .	<b>123</b>
<b>참고논문</b> . . . . .	<b>126</b>
<b>Publication and Conferences</b> . . . . .	<b>130</b>
<b>감사의 글</b>	

# **Design of Robust Servo Controller Using Self-Tuning Method**

**Hwi-Ung Ahn**

Department of Mechanical Engineering  
Graduate School  
Pukyong National University

## **Abstract**

In this paper, a robust servo controller design method is introduced using a self tuning control method incorporating the concepts of the internal model principle and the annihilator polynomial. Two types of servo controller design methods are proposed based on Diophantine equation and a fundamental approach zeroing output error function. It is assumed that the

disturbance and reference signals are given as the known types of difference polynomial. Both servo controller design methods are stated separately into two cases, such as with and without measurement noise, and also each measurement noise case is designed in the views of known and unknown plant parameters. In the design scheme, to realize the disturbance rejection and the given reference tracking, a least common multiple polynomial between the reference and disturbance model polynomials is operated to the plant model and the controller is designed for the extended system equation eliminating the disturbance influence. Then the design is done under the assumption that the plant parameters are known. When the plant parameters are unknown, the controller design algorithm is introduced by using the well known adjustable parameter method. Under these cases the above stated two design methods for the plant both with and without its modeling error and measurement noise are considered. To reduce the effect of the modeling error and measurement noise, the servo compensators are designed using a monic stable difference polynomial function given appropriately for an error between the reference and the output.

The effectiveness of the proposed methods in this paper is shown through the computer simulation and experimental with R/C helicopter training simulator. From the simulation and experimental results, it is confirmed that the proposed control systems are applicable to robust servo controller design.



# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경 및 필요성

현존하는 주변의 물리적인 시스템에 불가피하게 포함되는 불확실성(uncertainty)은 제어시스템을 구현할 때 성능을 저하시키는 한 요인이 되고 있다. 따라서, 불확실성이 존재하더라도 강인하게 적용될 수 있는 제어 방법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다<sup>[1],[2]</sup>.

현재 산업현장에서는 제어의 간편성과 안정성 때문에 PID 제어가 많이 적용되는 제어기 중의 하나로 알려져 있다. 그러나 PID 제어가 원하는 출력을 얻기 위해서는 시스템의 매개변수를 정확히 산출해야 하며 부하의 변동이 빈번히 발생하는 경우에는 그 때마다 PID 제어기의 매개변수들을 다시 조정해야하는 어려움이 발생한다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 슬라이딩 모드제어<sup>[3]</sup>, 시간지연제어<sup>[4]</sup>, 적응제어<sup>[5]</sup> 등이 주목할 만한 연구들이다. 따라서 시스템의 변화나 모델링오차 등에서 기인하는 불확정성을 가진 시스템의 해석이나 한정성(boundedness)<sup>[6]</sup>을 고려하지 않고 시스템의 해석이나 설계를 할 경우에는 시스템의 성능뿐만 아니라 시스템의 안정성까지도 보장하지 못하는 경우가 일반적이다.

일상적인 언어에 있어서 'Adapt'라는 말은 새로운 환경에 적응하기 위하여 어떤 행위를 바꾸는 것을 의미한다. 직관적으로 적응 레귤레이터(Adaptive Regulator)는 프로세스와 외란의 운동방정식의 변화에 대하여 그 행동을 수정할 수 있는 레귤레이터를 말한다. 일반적으로 피드백은 지금까지 동일한 용도로 사용되어져 왔기 때문에 피드백 제어와 적응제어 사이의 차이점에 대한 의문이 생길 것이다. 오랜 세월동안 적응제어에 관한 정의를 내리기 위해 많은 시도가 있었다. 1961년의 심포

지엄에서 오랜 토의 끝에 다음과 같은 정의를 내렸다. “적응시스템은 적응적인 관점을 가지고 설계된 물리 시스템이다.” 1973년에 IEEE 위원들에 의해 적응제어는 새롭게 정의되어졌다. Self- Organizing Control(SOC), Parameter-Adaptive SOC, Performance Adaptive SOC 그리고 Learning Control System과 같은 개념에 기초로 한 새로운 단어로 제안되었다. 그러나 이러한 작업들은 폭넓게 받아들여지는 않았다. 적응제어의 정확한 정의는 아직까지는 없다. 그러나 일정한 게인 피드백은 적응제어가 아니다란 말에 있어서는 그 의견이 일치한다<sup>[7]</sup>.

시스템의 성능이 우수한 제어 시스템을 설계하려면 플랜트의 동특성이 정확히 모델링되어야 하고, 시스템이 동작하는 환경의 정보가 정확해야만 한다. 그러나 실제적인 시스템에서는 이들의 정보를 정확하게 파악하기란 어려운 경우가 많다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위한 제어이론으로서는 적응제어법이 있으며, 환경의 동특성 변동을 고려함과 동시에 플랜트의 동특성이 미지 또는 불확실한 경우에도 페루프계가 바람직한 성능을 언제나 유지할 수 있게 하는 제어방식의 하나로 알려져 있다.

적응제어기는 시스템의 파라미터를 모르거나 파라미터가 시간적으로 변하는 경우에 대한 제어방식으로 피드포워드적응제어기(Feedforward adaptive controllers)와 궤환 적응제어기(Feedback adaptive controllers)로 구분될 수 있다. 궤환 적응제어기에 대한 제어방식으로 모델 규범형 제어방식 (Model reference adaptive system)과 자기동조 제어방식(Self tuning system)의 두 가지로 구별된다. 두 방식의 통일화가 이루어져 적응 제어루프의 대역적 수렴성이 증명되어 이상적인 경우에 대해서는 적응제어이론은 체계화되어 일단 완성을 본 단계라고 할

수 있다. 최근에 이르러 보다 실제 시스템의 거동에 가까운 제어 특성을 얻을 수 있는 강인한 적응제어기법에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

자기동조법에 대한 연구는 1970년 이후부터 활발히 진행되어, 많은 제어기법이 제안되어 왔다. 이들은 평가규범의 최소화에 기초한 방법과 페루프 특성을 지정하는 방법으로 대별된다. 자기동조제어는 평가 규범의 최소화를 기초로 한 확률시스템(Stochastic system)의 제어이론과 시스템 동정론(Identifiability)을 융합시킨 설계방법이라고 할 수 있다 [8],[9],[10],[11].

한편, 모델규범형 적응제어의 경우는 확정시스템(Deterministic system)에 대해 Lyapunov의 안정론(stability)이나 Popov의 초안정론(hyperstability)을 이용하여 제어시스템의 안정성이나 정실성(positive reality)에 기초한 제어시스템 설계가 행해진다.

자기동조 제어기는 주로 이산형 시스템에서 발전되었는데 이것은 적응제어를 이산시간에서 구현하기 때문이다<sup>[12],[13],[14],[15]</sup>. 그러나 대부분의 제어대상 시스템은 연속형이므로 구현이 이산형이라 하더라도 연속시간에서 제어기를 설계하고 이를 이산화하여 이산시간 자기동조 제어기로 변환하는 것이 효과적일 것이다<sup>[16],[17]</sup>. 또한 시스템을 모델링할 때 비모델화 성분(unmodeled dynamics)이 항상 존재하고 이 성분이 전체 적응제어 시스템의 강인성에 적지 않은 영향을 미치는 데 이를 고려한 제어기의 설계가 요구되고 있다<sup>[18]</sup>.

한편 Egardt<sup>[19]</sup>는 연속시간에서 자기동조 제어기와 기준모델 적응제어기를 단일화하여 두 알고리즘이 유사하다는 것을 밝혔고, Gawthrop은 연속시간 시스템에 대해 이산시간 자기동조 제어를 하는 복합형 제

어(Hybrid type control)<sup>[20],[21]</sup>를 하였다. 최근에는 극-영점 배치제어, 극 배치 제어, 예측 제어 등 여러 알고리즘들을 단일화하여 연속시간 시스템 내에서 연구를 하였는데 이는 제어입력, 시스템 출력에 대한 손실함수를 최소로 하여 일반화된 최소 분산제어(Generalized minimum variance control)형태를 취하였다. 또한 Rohrs<sup>[18]</sup>는 비모델화 성분이 있을 때 기준입력과 외란의 주파수와 크기의 영향을 살펴 보아 적응제어의 강인성을 연구하였다.

실제 시스템에 대한 적응연구는 항공기, 로봇, 선박, 전기기기 및 프로세스 공업 등의 분야에서 수행되고 있지만<sup>[22],[23]</sup>, 구체적인 응용예의 관점에서 보면 아직 그렇게 많지는 않다. 그러나 이론의 진전과 마이크로프로세서의 급속한 진보에 따라서, 디지털 컴퓨터에 의한 실제 시스템에 대한 적용 가능성이 산업계의 각종 분야에서 큰 관심을 모으고 있다. 적응제어 이론의 하나로서 자기동조법을 이용한 유도전동기의 새로운 속도제어의 한 방식이 제안되었는데<sup>[22]</sup>, 제안된 방법은 유도 전동기에 관한 파라미터를 일체 이용하지 않고서도 외란이나 임의의 목표치 변경하에서 소정의 속도제어 특성을 얻을 수 있음을 보였다.

본 논문에서도 제안된 설계법을 입증을 위해 마이크로프로세서를 기초로 하는 전 디지털화된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터 實機實驗 시스템을 구축하여, 스텝 및 싸인상의 목표치 변경 및 외란에 대한 강인성의 효과를 검증한다. 따라서 파라미터 변동이 많은 산업현장에서 시스템이 동작하는 환경의 정보가 정확함이 요구하기 때문에, 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 적응제어법이 도입된 제어이론으로서 본 논문에서 제안된 방법이 직접 이용 가능하다. 그러므로 환경의 동특성 변동을 고려함과 동시에 플랜트의 동특성이 미지 또는 불확실한 경우에도

폐루프계가 바람직한 성능을 언제나 유지할 수 있게 하는 시스템의 해석이나 설계에 대한 연구가 더욱 더 필요로 하고 있다.

## 1.2 연구내용 및 목적

응용적인 측면에서 제어계를 설계한다고 하면, 대부분은 서보계 설계법에 기초하여 실제 시스템이 주어진 목표치에 추종하도록 제어기를 설계하게 된다. 서보 시스템은 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가져야만 한다. 서보계 설계시 제어기를 얻는 기본적인 개념은, 주어진 목표치와 외란에 대응하는 수학적 모델을 제어기 또는 제어대상에 포함되게 설계하는 내부모델원리의 이론에 기초하고 있다<sup>[22],[23]</sup>. 구체적 설계방법으로는 외란 및 목표치의 수학적 모델을 서보 보상기에 결합시켜 구성된 확대계에 대해 극배치 또는 최적제어법과 같은 레귤레이터 설계문제를 적용함으로써 설계 목적을 달성한다.

적응제어 이론을 이용한 서보 시스템 구성법으로, 확률적 외란을 포함한 플랜트의 출력 분산을 최소로 하는 최소분산제어(Minimum variance control)와 서보 문제를 대상으로 한 극·영점 지정제어법을 비롯하여, 외란을 포함한 확대 시스템을 새로운 플랜트로 간주하여, 외란의 영향을 적극적으로 제거하여 출력오차의 수렴성을 확보하는 방법들이 제안되었다<sup>[24]</sup>. 또한 일반적인 적응제어법에서는 파라미터 추정법칙을 제시하고, 이를 이용한 제어 입력에 의하여 시스템이 안정함을 증명하고 있다.

본 논문에서는, 자기동조법을 응용하여, 외란이나 목표치가 기지의 차분다항식 형태로 주어진 경우<sup>[25]</sup>, 페루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 갖게 하는 강인한 서보 제어기 설계법을 제안하고자 한다. 먼저, 위의 두 차분 다항식의 최소공배다항식(L.C.M)을 구한 후, 이것을 플랜트의 시스템다항식에 적용시키면 외란에 대한 영향 제거와 내부 모델원리

의 효과를 동시에 만족하게 된다. 본 논문에서는 최소공배다항식을 적용시킴으로써 변환된 시스템 다항식을 이용하여 다음과 같은 장에서 소개된 형태로 자기 동조법을 이용한 강인한 서보 제어기 설계법을 제안한다.

제1장은 서론 부분으로 적용제어에 대한 종래의 연구결과와 현재의 연구 동향을 살펴보고, 자기동조법에 대한 본 연구의 다양한 필요성을 제시한다.

제2장은 이산화된 차분 다항식으로 표현된 이상적인 플랜트 모델을 가정하고, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계 알고리즘을 적용할 수 있도록 선박 및 비행기 모델을 도입한다. 또한, 기지외란과 주어진 안정한 목표치 다항식을 이용하여 최소공배다항식을 정의하여 시스템에 작용(operating)시킨다. 그리고 주어진 기지외란에서도 목표치에 대해 강인하게 추종할 수 있는 서보계 설계를 위한 오차함수를 정의한다. 또한, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계 알고리즘을 적용하여 그 유효성을 검증 할 수 있는 선박 및 비행기 모델을 구성한다.

제3장은 이상적으로 플랜트에 계측잡음이 없을 경우에 대한 서보계 설계 방법을 보인다. 첫째, Diophantine 방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 도입함으로써 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하는 방법과 둘째, 출력 오차함수를 영으로 되게 하는 기본적인 기법을 이용하여 제어입력을 구하는 방법이다. 또한 제어기 구조를 결정하기 위해 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인다 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 한다. 그리고, 선박과 비행기 시스템에 대한 시뮬레이션을 통하여 제안된 서보

계 설계 방법의 유효성을 검증한다.

제4장은 플랜트에 계측잡음이 존재할 경우에 대해 서보 보상기를 설계하는 방법을 제안한다. 즉, 3장에서의 출력오차를 영으로 하는 제어입력에 대해 계측잡음과 같은 외란의 영향을 저감시키기 위하여 서보 보상기를 추가시킴으로서 유효한 제어입력을 구하는 방법이다. 또한, 시뮬레이션을 행하여 제안된 방법이 시스템에 계측잡음이 존재하는 경우에 유효한 서보계 설계 알고리즘임을 보인다.

제5장은 본 논문에서 제안된 서보계 설계 알고리즘을 검증하기 위하여 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터(Helicopter Training Simulator, HTS)의 하드웨어 구조와 제어기 실현을 위한 마이크로프로세서를 보인다. HTS는 헬리콥터가 롤링(rolling), 피칭(pitching), 헨팅(hunting)이 가능하도록 3축의 짐발(gimbal)을 구성하였다. 실시간 제어가 가능하도록 마이크로프로세서에서 제어기를 실현하고 실험 결과를 PC로 전송하는 소프트웨어를 구성하였다. 또한, HTS에 제안된 서보계 설계 알고리즘을 적용시킨 결과를 보인다.



## 제 2 장 플랜트 모델 및 문제설정

### 2.1 서 언

고도의 복잡한 정밀 산업에서 현재 점차적으로 운전의 고도화, 통합화, 최적화가 진전됨에 따라 공정 제어계에서는 여러 가지 형태로 구성된 시스템들이 이용되고 있다. 최근 산업 구조의 정밀성, 대형화, 복잡성 등으로 인해 생기는 이러한 많은 대규모의 경우, 시스템의 많은 변수와 내부 구조의 복잡성으로 시스템의 해석이나 설계가 어려운 것이 사실이다. 특히 시스템간에 서로 연관되어 있는 시스템이 존재함으로 인해 더욱 더 힘든 과정을 필요로 한다. 제어계를 설계한다고 하면, 대부분은 서보계 설계법에 기초하여 실제 시스템이 주어진 목표치에 추종하도록 제어기를 설계하게 된다. 서보 시스템은 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가져야만 한다. 서보계 설계시 제어기를 얻는 기본적인 개념은, 주어진 목표치와 외란에 대응하는 수학적 모델을 제어기 또는 제어대상에 포함되게 설계하는 내부모델원리의 이론에 기초하고 있다<sup>[22],[23]</sup>. 구체적 설계방법으로는 외란 및 목표치의 수학적 모델을 서보 보상기에 결합시켜 구성된 확대계에 대해 극배치 또는 최적제어법과 같은 레귤레이터 설계문제를 적용함으로써 설계 목적을 달성한다.

본 장에서는, 외란이나 목표치가 기지의 차분다항식 형태로 주어진 경우<sup>[25]</sup>, 페루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 갖게 하는 강인한 서보 제어기 설계를 할 수 있도록 이산화된 차분 다항식으로 표현된 이상적인 플랜트 모델을 도입한다. 또한, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계

알고리즘을 적용하여 그 유효성을 검증 할 수 있는 선박 및 비행기 모델을 구성한다. 선박 및 항공기 모델을 선정한 이유로 보면 고도의 복잡한 정밀 산업으로서 시스템의 많은 변수와 내부 구조의 복잡성으로 존재하기 때문에 해석이나 설계가 어려운 시스템이다. 따라서 본 장에서 먼저 안정한 목표치 다항식과 주어진 기저외란을 이용하여 최소공배 다항식을 정의하고 시스템에 작용(operating)시킨다. 그 후, 목표치에 대해 강인하게 추종할 수 있는 서보계 설계를 위한 시스템의 오차함수를 정의한다.

## 2.2 이상적인 플랜트 모델

플랜트는 다음과 같은 1입력 1출력의 선형이산시간 시스템으로 주어지는 것으로 한다.

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + \omega(k) \quad (2.2.1)$$

단,

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m} \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

여기서,  $q^{-d}$ 는 시간지연요소이며,  $u(k)$ 와  $y(k)$ 는 각각  $k$  시점에서의 플랜트 입력과 출력이며, 다항식  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$ 은 차수가 각각  $n$ ,  $m$ 이고,  $d$ 는 지연시간으로  $d \geq 1$ 인 기지정수로 한다. 또한,  $\omega(k)$ 는 기지외란이며 다음을 만족한다고 한다.

$$P_\omega(q^{-1})\omega(k) = 0 \quad (2.2.3)$$

단,

$$P_\omega(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_rq^{-r} \quad (2.2.4)$$

또한,  $P_\omega(q^{-1})$ 은 안정한 다항식이라고 한다.

식(2.2.1)의 플랜트는 다음과 같은 이상상태 조건을 만족하는 것으로 한다.

- ① 다항식  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$ 은 기약이다.
- ② 계수  $a_i$ ,  $b_i$ 는 미지의 정수이다. 단,  $b_0 \neq 0$
- ③  $A(q^{-1})$ 와  $B(q^{-1})$ 의 차수  $n$ 과  $m$ 은 기지이다.
- ④  $B(q^{-1})$ 은 안정한 다항식이다.
- ⑤ 제어입력의 크기에는 제한이 없다.

조건 ④의 안정다항식은 그 근이 모두 단위원 내에 존재하는 것이며, 최소위상 플랜트를 의미하고 있다.

플랜트 (2.2.1)에 대해 다음을 만족하는 목표치 입력  $y_m(k)$ 가 주어진다 고 한다.

$$P_m(q^{-1})y_m(k) = 0 \quad (2.2.5)$$

$$P_m(q^{-1}) = 1 + m_1q^{-1} + \dots + m_fq^{-f} \quad (2.2.6)$$

단,  $P_m(q^{-1})$ 은 안정한 다항식이라고 한다.

식(2.2.4)와 (2.2.6)의 최소공배다항식을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} P(q^{-1}) &= l.c.m(P_w(q^{-1}), P_m(q^{-1})) \\ &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_lq^{-l} \end{aligned} \quad (2.2.7)$$

이때, 식(2.2.7)의 최소공배다항식  $P(q^{-1})$ 은 식(2.2.4)와 (2.2.6)의 가정에 의해 안정한 다항식임을 알 수 있다. 식(2.2.1)의 양변에 식(2.2.7)을 작용(operating)시킨 후, 식(2.2.3)의 관계를 이용하면

$$P(q^{-1})A(q^{-1})y(k) = q^{-d}P(q^{-1})B(q^{-1})u(k) \quad (2.2.8)$$

와 같은 관계식을 얻을 수 있다. 식(2.2.8)은 외란에 대한 영향을 제거한 형태의 시스템 표현임을 알 수 있다.

## 2.3 선박 및 항공기 제어용 모델 예

### 2.3.1 선박 제어용 모델

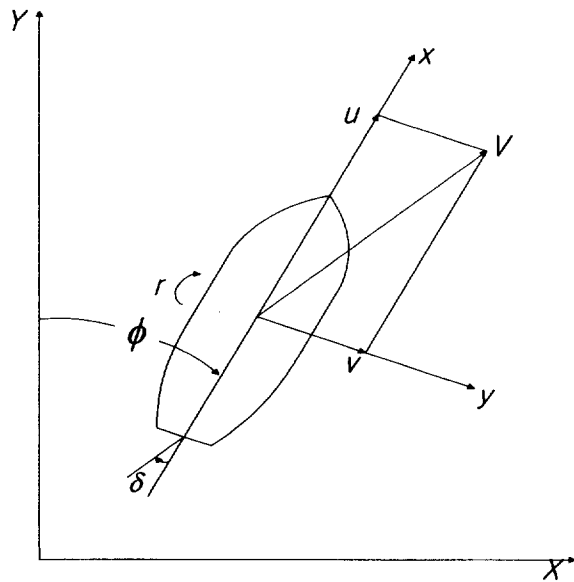


Fig. 2.1 Modelling of ship dynamics

Fig. 2.1은 선박의 운동방정식을 유도하기 위하여 선박에 대한 좌표계와 그에 대한 각각의 파라미터를 나타내고 있다. 따라서 선박의 모델링을 이용하여 운동방정식으로부터 라더각(rudder angle)과 선수각(head angle) 사이의 전달함수를 구한다.

지구 위에 고정된 축에 대한 선박의 운동을 나타내는 Newton의 방정식은

$$\begin{aligned}
X_0 &= m x''_{0G} \\
Y_0 &= m y''_{0G} \\
N &= I_z \psi''
\end{aligned}
\tag{2.3.1}$$

단,

- $X_0, Y_0$  : 각각  $x_0$ 과  $y_0$ 방향의 합력  
 $m$  : 배의 질량  
 $N$  : 배의 무게중심을 지나고  $z_0$ 축에 평행한 축에 관한 전체 모멘트  
 $I_z$  : 위에서 말한 축에 관한 배의 질량의 2차 모멘트  
 $\psi$  : 수평면 위에서 연직면  $x_0, z_0$ 으로부터 배의  $x$ 축까지 잰 선수 진행각

뉴턴의 법칙으로부터 얻어진 일반화된 선박의 운동방정식을 평형점  $u = u_0, v = r = \delta = 0$ 에 대하여 선형 근사화시킨 후, 단위를 무차원화 하여 얻은 식이 다음과 같다<sup>[26]</sup>.

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} m' - Y'_v & L(m'x'_G - Y'_r) \\ m'x'_G - N'_v & L(I'_z - N'_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{v} \\ \dot{r} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} \frac{V}{L} Y'_v & V(Y'_r - m') \\ \frac{V}{L} N'_v & V(N'_r - m'x'_G) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v \\ r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V^2}{L} Y'_\delta \\ \frac{V^2}{L} N'_\delta \end{pmatrix} \delta
\end{aligned}
\tag{2.3.2}$$

여기서, 배의 길이 단위로써  $L$ , 시간의 단위로써  $L/V$ , 무게의 단위로

써  $\rho L^3/2$  ( $\rho$  = 물의 밀도)으로 하였고,  $r$ 은 회전율(Turning Rate),  $v$ 는 횡속도(Sway velocity)이며,  $\delta$ 는 라더각이다. 식(2.3.2)로부터 회전율과 라더각 사이의 전달함수를 구하면

$$G_{r\delta}(s) = K \frac{(s + 1/T_3)}{(s + 1/T_1)(s + 1/T_2)} \quad (2.3.3)$$

으로 된다. 위 식을 Nomoto(1957)는 다음과 같이 근사화한다 <sup>[10]</sup>.

$$G_{r\delta}(s) = \frac{K}{(s + 1/T)} \quad (2.3.4)$$

$$T = T_1 + T_2 - T_3$$

여기서,  $T_1$ ,  $T_2$ 는 추종 및 안정성 계수,  $T_3$ 는 라더각에 대해 미분 제어 효과를 발휘함으로써 침로 안정에 도움을 주는 계수이며,  $K$ 는 선회 능력에 관련된 계수이다. 식(2.3.4)에서 선수 각속도를 적분함으로써 다음과 같은 선수각과 라더각 사이의 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_{\phi\delta}(s) = \frac{K}{s(s + 1/T)} \quad (2.3.5)$$

이 전달함수의 Z-변환을 하여 정리하면 다음과 같은 차분 방정식을 얻을 수 있다. 즉,

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + w(k) \quad (2.3.6)$$



단,

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.8318q^{-1} + 0.8318q^{-2}$$

$$B(q^{-1}) = 0.0124 + 0.0116q^{-1}$$

외란  $w(k)$ 와 목표입력  $y_m(k)$ 을 스텝형태로 가정하면, 다음과 같은 최소공배다항식(L.C.M)을 얻을 수 있다.

$$P(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (2.3.7)$$

식(2.3.7)을 식(2.3.6)에 작용하여 정리하면

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = q^{-d}\tilde{B}(q^{-1})v(k) \quad (2.3.8)$$

을 얻을 수 있다.

여기서,

$$\tilde{A}(q^{-1}) = 1 - 2.8318q^{-1} + 2.6636q^{-2} - 0.8318q^{-3}$$

$$\tilde{B}(q^{-1}) = 0.0124 - 0.0007q^{-1} - 0.0116q^{-2}$$

이다.

### 2.3.2 항공기 제어용 모델

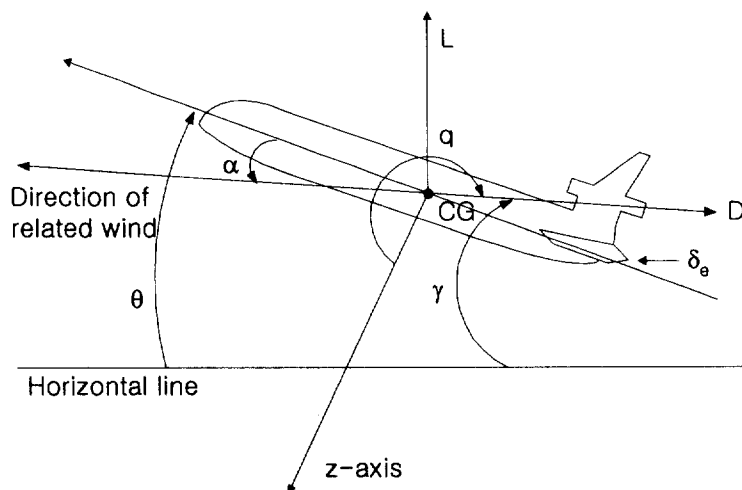


Fig. 2.2 Schematic description of an aircraft system

$\theta$  : the pitch angle

$N_z$  : normal acceleration

$q = \dot{\theta}$  : pitch rate

$\delta_e$  : elevon angle

Fig. 2.2에 비행기에 대한 좌표계와 그에 대한 각각의 파라미터를 나타내고 있다. FC 4 초음속 제트 전투기를 대상으로 하여 기체가 고도 35,000피트에서 마하 1.5의 속도로 비행하고 있을 경우, 시스템의 파라미터는 다음과 같이 표현 될 수 있다<sup>[11]</sup>.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.3.9)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.3.10)$$

여기서

$$x = [N_z \quad \dot{\theta} \quad \delta_e]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.5162 & 26.96 & 178.9 \\ -0.6896 & -1.225 & -30.38 \\ 0 & 0 & -14 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -175.6 \\ 0 \\ 14.0000 \end{bmatrix}, \quad C = [1.0000 \quad 0.0000 \quad 0.0000]$$

이고,  $u$ 는 엘레본(elevon) 서보로 입력되는 입력신호이다.

플랜트 파라미터가 기지이고, 식(2.3.9)과 식(2.3.10)가 다음과 같이 펄스 전달함수로 변환된다고 하자.

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + w(k) \quad (2.3.11)$$

여기서

$$A(q^{-1}) = 1 - 2.8502q^{-1} + 2.7048q^{-2} - 0.8544q^{-3}$$

$$B(q^{-1}) = -1.6334 + 3.2405q^{-1} - 1.6177q^{-2}$$

외란  $w(k)$ 와 목표입력  $y_m(k)$ 을 스텝형태로 가정하면, 다음과 같은 최소공배다항식(L.C.M)을 얻을 수 있다.

$$P(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (2.3.12)$$

식(2.3.12)를 (2.3.11)에 작용한 후 정리하면, 그것은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = q^{-d}\tilde{B}(q^{-1})v(k) \quad (2.3.13)$$

여기서

$$\tilde{A}(q^{-1}) = 1 - 3.8502q^{-1} + 5.5550q^{-2} - 3.5591q^{-3} + 0.8544q^{-4}$$

$$\tilde{B}(q^{-1}) = -1.6334 + 4.8740q^{-1} - 4.8582q^{-2} + 1.6177q^{-3}$$

## 2.4 문제 설정

일반적으로 서보계를 설계한다고 하는 것은, 그 근본적인 개념으로 다음과 같은 정의로 표현되는 내부 모델 원리를 실현하는 데 있다고 할 수 있다.

### [정의 1]

시각  $k$ 에 대해  $l$ 차 차분다항식 함수 :

$$p(q^{-1})y_r(k) = 0 \quad (2.4.1)$$

$$p(q^{-1}) = 1 + \alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_l q^{-l} \quad (2.4.2)$$

의 출력으로 주어지는 목표입력  $y_r(k)$ 에는 정상편차 없이 추종할 수 있지만,  $l$ 차 이상의 차분다항식의 출력으로 주어지는 목표입력에 대해서는 정상편차가 생길 경우 그 이산시스템은  $l$ 형의 제어계라고 한다. ■

본 논문에서는, 식(2.2.1)의 이산화된 차분방정식으로 표현되는 시스템을 제어대상으로 하여 미지 파라미터인  $a_i$ ,  $b_j$ , ( $i=1,2,\dots,n$ ,  $j=1,2,\dots,m$ ) 를 실시간으로 추정하면서, 식(2.2.3)과 같은 외란 하에서도 식(2.2.5)의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 플랜트에 계측잡음이 있을 경우 또는 없을 경우에도 출력오차를 영으로 되게하는 제어입력을 구할 수 있도록 서보 제어계를 설계하는 것을 목적으로 한다. 즉, 외란 식(2.2.3) 하에서 식(2.2.5)의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 다

음과 같은 오차함수

$$e(k) = y_m(k) - y(k) \quad (2.4.3)$$

가  $k \rightarrow \infty$ 에 대해  $e(k) \rightarrow 0$ 로 되는 제어계를 설계함에 본 논문의 목적이 있다.

## 2.5 결 언

서보계 설계시 제어기를 얻는 기본적인 개념은, 주어진 목표치와 외란에 대응하는 수학적 모델을 제어기 또는 제어대상에 포함되게 설계하는 내부모델원리의 이론에 기초하고 있다<sup>[22],[23]</sup>.

본 장에서는, 외란이나 목표치가 기지의 차분다항식 형태로 주어진 경우에 대해 이산화된 차분 다항식으로 표현된 이상적인 플랜트 모델을 도입하고 내부모델원리의 효과를 얻기 위해 안정한 목표치 다항식과 주어진 기지외란을 이용하여 최소공배다항식을 정의하였다. 또한, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계 알고리즘을 적용하여 그 유효성을 검증 할 수 있는 선박 및 비행기 모델을 구성하였다.

## 제 3 장 계측잡음이 존재하지 않을 경우의 제어기 설계

### 3.1 서 언

최근에는 우수한 제어 시스템을 설계하고자 각각의 분야에서 많은 연구가 진행되고 있는 실정이다. 그러나, 실제적인 시스템에서는 이들의 정보를 정확하게 파악하기란 어려운 경우가 많다. 어떠한 시스템에도 외란이라는 요소는 존재하기 때문에 여기에 적합한 제어이론을 연구하는 경우, 시스템의 동특성 해석이 복잡하게 되어 페루프계가 바람직한 성능을 항상 유지하게 하는 것은 힘들게 된다.

본 장에서는 적응제어이론을 도입하여 시스템의 동특성이 변화하더라도 바람직한 제어특성을 얻을 수 있는 강인한 적응제어기법에 관한 연구를 진행한다. 실제 시스템에 대한 적용연구는 항공기, 로봇, 선박, 전기 기기 및 프로세스 공업 등의 분야에서 수행되고 있지만, 구체적인 응용예의 관점에서 보면 아직 그렇게 많지는 않다. 그러나 이론의 진전과 마이크로프로세서의 급속한 진보에 따라서, 디지털 컴퓨터에 의한 실제 시스템에 대한 적용 가능성이 산업계의 각종분야에서 큰 관심을 모으고 있다.

응용적인 측면에서 제어계를 설계한다고 하면, 대부분은 서보계 설계법에 기초하여 실제 시스템이 주어진 목표치에 추종하도록 제어기를 설계하게 된다. 서보 시스템은 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가져야만 한다. 서보계 설계시 제어기를 얻는 기본적인 개념은, 주어진 목표치와 외란에 대응하는 수학적 모델을 제어기 또는 제어대상에 포함되게



설계하는 내부모델원리의 이론에 기초한다<sup>[22],[23]</sup>. 구체적 설계방법으로는 외란 및 목표치의 수학적 모델을 서보 보상기에 결합시켜 구성된 확대계에 대해 극배치 또는 최적제어법과 같은 레귤레이터 설계문제를 적용함으로써 설계 목적을 달성한다.

본 장에서는 플랜트에 계측잡음이 없는 이상적인 경우를 가정하여 서보계 설계 방법을 보인다. 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하기 위해 첫째, Diophantine방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 이용하는 방법과 둘째, 이산화된 차분 다항식으로 표현된 시스템을 도입하는 방법을 제안한다. 각각의 방법에 대해, 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인다 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 한다. 제안된 서보계 설계 방법의 유효성을 검증하기 위해 2장에서 제시된 선박과 비행기 제어용 모델에 대한 시뮬레이션 결과를 보인다.

## 3.2 자기 동조형 서보 제어기 I

### 3.2.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우

본 절에서는 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어기의 구조를 결정하여 제어식을 도출하는 방법을 보인다.

제2장에서 언급된 식(2.2.1)과 같이 나타낸 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 2.4절에서 보인 설계문제를 풀도록 한다. 위의 식(2.2.7)에서 구해진 최소공배다항식  $P(q^{-1})$ 을 식(2.2.1)의 양변에 작용(Operating)시킨 후, 식(2.2.2)의 관계를 이용하면 외란 항이 소거된 관계식:

$$P(q^{-1})A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) \quad (3.2.1)$$

을 얻을 수 있다.

식(3.2.1)의 우측 항에 대해 새로운 제어입력  $v(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$v(k) = P(q^{-1})u(k) \quad (3.2.2)$$

그리고 식(3.2.2)를 식(3.2.1)에 대입하면

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})v(k) \quad (3.2.3)$$

을 얻을 수 있고, 이 식은 외란에 대한 영향을 제거한 시스템의 형태로 표현됨을 알 수 있다.

여기서,

$$\tilde{A}(q^{-1}) = P(q^{-1})A(q^{-1})$$

이며,

$$\tilde{A}(q^{-1}) = 1 + \beta_1 q^{-1} + \dots + \beta_{n+s} q^{-(n+s)}$$

와 같은 다항식으로 표현된다고 가정한다.

위의 식(3.2.3)의 다항식에서  $\tilde{A}(q^{-1})$ 와  $B(q^{-1})$ 을 기약이라고 하면, Diophantine방정식<sup>[26]</sup>을 이용하여  $(n+s)$ 차수의 모닉(Monic)한 안정 다항식  $D(q^{-1})$ 을 도입하면, 다음의 관계식을 만족하는 다항식  $H(q^{-1})$ 을 유일하게 결정할 수 있다.

$$D(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1}) + q^{-d}H(q^{-1}) \quad (3.2.4)$$

단,

$$D(q^{-1}) = 1 + d_1 q^{-1} + \dots + d_{n+s} q^{-(n+s)}$$

$$H(q^{-1}) = h_0 + h_1 q^{-1} + \dots + h_{n+s} q^{-(n+s)}$$

식(3.2.4)의 양변에  $y(k)$ 을 곱한 후, 식(3.2.3)의 관계를 이용하면 다음과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
D(q^{-1})y(k) &= \tilde{A}(q^{-1})y(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\
&= q^{-d}B(q^{-1})u(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\
&= q^{-d}B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\
&= B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) + H(q^{-1})y(k-d)
\end{aligned} \tag{3.2.5}$$

식(2.4.3)에서 나타낸 출력오차  $e(k)$ 와 식(3.2.5)의 관계를 이용하여 오차방정식을 구하면

$$\begin{aligned}
D(q^{-1})e(k) &= D(q^{-1})y_m(k) - D(q^{-1})y(k) \\
&= D(q^{-1})y_m(k) - B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) \\
&\quad - H(q^{-1})y(k-d)
\end{aligned} \tag{3.2.6}$$

으로 된다.

식(3.2.6)에서 우변을 0으로 되게 하는 제어입력을 구하면

$$\begin{aligned}
u(k) &= \frac{1}{P(q^{-1})B(q^{-1})} \{D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k)\} \\
&= \frac{1}{b_0} \{D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) - B_p(q^{-1})u(k)\}
\end{aligned} \tag{3.2.7}$$

으로 주어진다.

단,

$$B_p(q^{-1}) = P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0$$

위에서 나타낸 식(3.2.7)의 제어입력  $u(k)$ 는 식(2.4.3)의 오차방정식을

$k \rightarrow \infty$ 일 때  $e(k) \rightarrow 0$ 으로 만드는 제어입력임을 다음의 정리를 통해 보이도록 한다.

**[정리 1]**

기저 파라미터를 지닌 플랜트 식(2.2.1)에 대해 제어입력  $u(k)$ 를 식(3.2.7)와 같이 가하면, 식(2.2.3)와 같이 주어지는 외란하에서도  $k \rightarrow \infty$ 에서  $e(k) \rightarrow 0$ 으로 된다.

**(증명)**

식(3.2.5)에서 나타낸 플랜트의 파라미터와 기저신호를 각각 다음과 같이  $\theta$ ,  $\xi(k)$ 라고 정의하면

$$\theta^T = [b_0 \ b_0\alpha_1 + b_1 \ \dots \ b_m\alpha_s, \ h_0 \ \dots \ h_{n+s}]$$

$$\xi^T(k) = [u(k) \dots u(k-m-s), y(k) \dots y(k-n) \dots y(k-n-s)]$$

식(3.2.5)는

$$\begin{aligned} D(q^{-1})y(k) &= B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) + H(q^{-1})y(k-d) \\ &= [b_0 + (b_1\alpha_1 + b_1)q^{-1} + \dots + b_m\alpha_s q^{-(m+s)}]u(k-d) \\ &\quad + (h_0 + h_1q^{-1} + \dots + h_{n+s}q^{-(n+s)})y(k-d) \\ &= \theta^T \xi(k-d) \end{aligned} \tag{3.2.8}$$

과 같이 나타낼 수 있다.  $\theta$ ,  $\xi(k)$ 는 새로운 파라미터  $\bar{\theta}$ ,  $\bar{\xi}(k)$ 를 이용하여 다음과 같이 간단히 표현된다고 한다.

$$\begin{aligned}\theta^T &= [b_0, \bar{\theta}^T] \\ \xi^T(k) &= [u(k), \bar{\xi}^T(k)]\end{aligned}$$

이때,  $u(k)$ 는

$$u(k) = \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}(k) \} \quad (3.2.9)$$

또한 다음의 관계가 만족된다.

$$D(q^{-1})y_m(k) = \theta^T \xi(k-d) \quad (3.2.10)$$

와 같이 정리됨을 알 수 있다. 그리고,  $k+d$  시점에서 식(2.4.3)의 오차 방정식에 식(3.2.7)의 제어입력  $u(k)$ 와 식(3.2.8)를 대입하고 식(3.2.9)의 관계를 이용하면,

$$\begin{aligned}D(q^{-1})e(k+d) &= D(q^{-1})y_m(k+d) - B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) \\ &\quad - H(q^{-1})y(k) \\ &= D(q^{-1})y_m(k+d) - \theta^T \xi(k) \\ &= -b_0 u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k) + D(q^{-1})y_m(k+d) \\ &= H(q^{-1})y(k) + (P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0)u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= D(q^{-1})y(k+d) - b_0u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k) \\
&= \theta^T \xi(k) - b_0u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k) \\
&= 0
\end{aligned}
\tag{3.2.11}$$

과 같이 됨을 알 수 있다. 따라서 출력오차를 최소로 하는 즉,  $D(q^{-1})e(k+d) = 0$ 으로 하는 제어입력  $u(k)$ 는 식(3.2.9)에서 우변 항을 0으로 하는 제어입력임을 알 수 있다.

위의 식에서,  $D(q^{-1})$ 는 안정다항식이므로 플랜트 출력  $y(k)$ 가 목표치 출력  $y_m(k)$ 와 일치되도록 하는 식(2.4.3)의 출력오차  $e(k)$ 를 0으로 하는 제어기 설계 목적이 실현됨을 알 수 있다. 그리고 식(3.2.9)와 식(3.2.11)로부터 다음과 같은 제어입력  $u(k)$ 를 얻을 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) - B_P(q^{-1})u(k) \}
\tag{3.2.12}$$

단,

$$B_P(q^{-1}) = P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0$$

■

따라서 위의 식(3.2.11)로부터 제어입력  $u(k)$ 가 유한한 값으로서 실현 가능하기 위해서는  $P(q^{-1})$ 와  $B(q^{-1})$ 은 안정 다항식이어야 하는데, 제2장에서 언급된 최소공배다항식 (2.2.7)에서  $P(q^{-1})$ 가 안정한 다항

식이라고 주어졌으므로  $b_0 \neq 0$ 가 만족되어야함을 알 수 있다.



### 3.2.2 플랜트 파라미터가 미지인 경우

플랜트의 파라미터가 미지인 경우에 가조정 파라미터를 이용하여 파라미터 제어치를 결정하는 방법을 보이도록 한다.

플랜트의 파라미터가 미지(Unknown)인 경우에는, 식(3.2.7)의 파라미터가 미지인 경우이므로 식(3.2.9) 또는 식(3.2.11)을 이용하여 플랜트의 파라미터  $\theta$ 을 가조정 파라미터  $\hat{\theta}^T(k)$ 로 치환하여 제어입력  $u(k)$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} u(k) &= \frac{1}{\hat{b}_0(k)} \{ \hat{D}(q^{-1}, k)y_m(k+d) - \hat{H}(q^{-1}, k)y(k) \\ &\quad - \hat{B}_p(q^{-1}, k)u(k) \} \\ &= \frac{1}{\hat{b}_0(k)} \{ \hat{D}(q^{-1})y_m(k+d) - \hat{\theta}^T(k)\bar{\xi}(k) \} \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

또한

$$\hat{D}(q^{-1})y_m(k) = \hat{\theta}^T \xi(k-d) \quad (3.2.14)$$

식(3.2.13) 또는 식(3.2.14)의 파라미터를 동정하는 파라미터 조정방법을 결정하기 위한 동정오차 모델은 다음의 순서로 구성된다. 먼저, 식(3.2.8)를 가조정 파라미터로써 나타내면 출력  $y(k)$ 의 추종치  $\hat{y}(k)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\hat{D}(q^{-1})\hat{y}(k) = \hat{\theta}^T(k)\xi(k-d) \quad (3.2.15)$$

$\hat{y}(k)$ 의 동정오차  $\epsilon(k)$ 을 구하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\epsilon(k) &= \hat{D}(q^{-1})\{\hat{y}(k) - y(k)\} \\ &= \{\hat{\theta}^T(k) - \theta^T\} \xi(k-d) \\ &= \Phi^T(k) \xi(k-d)\end{aligned}\tag{3.2.16}$$

여기서,

$$\Phi^T(k) = \hat{\theta}^T(k) - \theta^T$$

을 의미한다. 동정오차  $\epsilon(k) \approx 0$ 으로 하는 가조정 파라미터 조정법은 다음과 같다.

### [정리 2]

이산시간 시스템의 동정오차 모델식이  $\epsilon(k) = \Phi^T(k) \cdot \xi(k-d)$ 로 주어질 때, 파라미터가 미지인 경우의 가조정 파라미터  $\theta$ 에 대한 파라미터 조정방법을 다음과 같이 선택하면

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - \frac{\gamma \xi(k-1) \epsilon(k-1)}{\xi^T(k-1) \xi(k-1)}\tag{3.2.17}$$

$k \rightarrow \infty$ 에 대하여  $\epsilon(k) \rightarrow 0$ 이 된다.

단,  $0 < \gamma < 2$ 이고  $\Phi(k) = \hat{\theta}(k) - \theta$ 이다.

(증명)

식 (3.2.17)에서 주어지는 함수  $\Phi(k)$ 에 대한 Lyapunov 함수 형태를 다음과 같이 가정하자.

$$V(k) = \Phi^T(k)\Phi(k) > 0 \quad (3.2.18)$$

위의 식 (3.2.18)에서  $\Delta V(k)$ 를 계산하면 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \\ &= \Phi^T(k+1)\Phi(k+1) - \Phi^T(k)\Phi(k) \\ &= \left(\Phi(k) - \frac{\gamma\xi(k)\epsilon(k)}{\xi^T(k)\xi(k)}\right)^T \left(\Phi(k) - \frac{\gamma\xi(k)\epsilon(k)}{\xi^T(k)\xi(k)}\right) \\ &\quad - \Phi^T(k)\Phi(k) \\ &= -\frac{2\gamma}{\xi^T(k)\xi(k)} \xi^T(k)\Phi(k)\epsilon(k) + \left(\frac{\gamma}{\xi^T(k)\xi(k)}\right)^2 \\ &\quad \cdot \xi^T(k)\xi(k)\epsilon^2(k) \\ &= -\frac{\gamma(2-\gamma)}{\xi^T(k)\xi(k)} \epsilon^2(k) \end{aligned} \quad (3.2.19)$$

위의 (3.2.19)에서,  $0 < \gamma < 2$ 에 대하여  $\Delta V(k) \leq 0$ 이 되므로  $V(k)$ 는 Lyapunov 함수이다. 즉,  $V(k)$ 는 단조감소이고  $V(k) \geq 0$ 이므로 일정한 값으로 수렴한다. 따라서,  $\xi(k)$ 가 유계(Bounded)이므로  $k \rightarrow \infty$ 에서는  $\epsilon(k) \rightarrow 0$ 됨을 알 수 있다. ■

위의 관계를 도식화하면 Fig. 3.1과 같이 나타낼 수 있다.

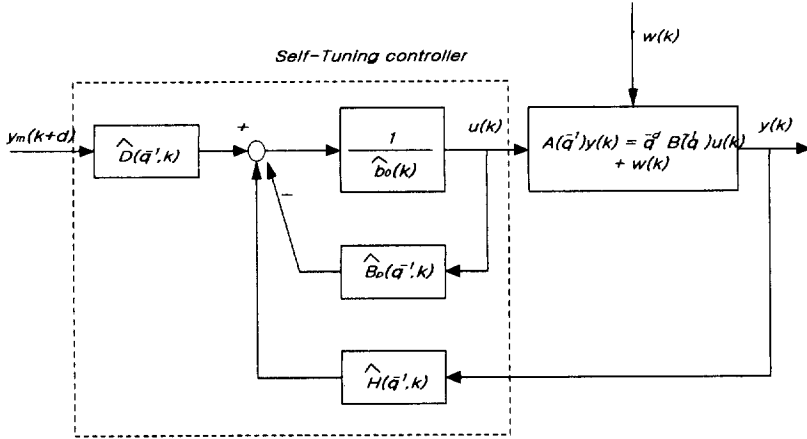


Fig. 3.1 Servo controller by self-tuning method for the system with known disturbance

본 장에서 보인 알고리즘의 안정성에 대한 결과들은 제어시스템이 최소위상(Minimum-Phase)이라고 하는 가정하에서 얻어진다. 이 가정들은 시스템 입력과 출력의 유계성(Boundness)을 확증한 후에 수렴함을 보이는 것으로서 증명되었다. 그러나 최소분산제어는 빠른 샘플링 속도를 요구할 때 이산시간 모델들에서 매우 일반적인 비최소위상(Non-Minimum-Phase) 영점들의 존재에 매우 민감한 것으로 알려져 있다<sup>[23]</sup>. 즉, 이산시간 시스템을 나타내는 결과들의 결정적인 단점으로서, 이러한 어려움을 극복하기 위해서는 비최소위상 시스템에 알맞은 제어방법을 사용해야만 한다. 제어되어지는 시스템의 비최소위상 특징에 의해서 소개되어지는 추가적인 어려움들은 기지(Known)인 시스템의 고전적인 경우에서조차도 쉽게 평가되어질 수 없다. 이러한 비최소위상 플랜트

내의 어려움들을 피하기 위해 알려져 있는 방법으로는 LQG(Linear Quadratic Gaussian)접근법이 있다<sup>[27],[28]</sup>.

### 3.3 자기 동조형 서보 제어기 II

#### 3.3.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우

본 장에서는 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어기의 구조를 결정하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인다.

먼저 플랜트의 파라미터는 기지인 것으로 하며, 자기동조형 서보계 설계에 편리한 플랜트의 시스템 표현을 유도하며, 오차함수 (2.4.3)을 실현하는 제어기의 구조를 결정하여, 제어칙을 도출한다. 식(2.2.5)를  $y_m(k)$ 에 대해 정리하면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$y_m(k) = -m_1 y_m(k-1) - \dots - m_f y_m(k-f) \quad (3.3.1)$$

식(2.2.8)을 다시 정리하여,

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = q^{-d}\tilde{B}(q^{-1})u(k) \quad (3.3.2)$$

$$y(k) = -(\beta_1 q^{-1} + \dots + \beta_{(n+d)} q^{-(n+d)})y(k) + q^{-d}\tilde{B}(q^{-1})u(k) \quad (3.3.3)$$

와 같이 나타낼 수 있다.

단,

$$\begin{aligned}
 \tilde{A}(q^{-1}) &= P(q^{-1})A(q^{-1}) \\
 &= 1 + (\alpha_1 + a_1)q^{-1} + (\alpha_1 a_1 + a_2 + \alpha_2)q^{-2} \\
 &\quad + \cdots + (\alpha_{l-1} a_n + \alpha_l a_{n-1})q^{-(l+n)+1} + \alpha_l a_n q^{-(l+n)} \\
 &= 1 + \beta_1 q^{-1} + \cdots + \beta_{(n+l)} q^{-(n+l)}
 \end{aligned} \tag{3.3.4}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{B}(q^{-1}) &= P(q^{-1})B(q^{-1}) \\
 &= b_0 + (\alpha_1 b_0 + b_1)q^{-1} + (\alpha_2 b_0 + \alpha_1 b_1 + b_2)q^{-2} \\
 &\quad + \cdots + (\alpha_{l-1} b_m + \alpha_l b_{m-1})q^{-(l+m)+1} + \alpha_l b_m q^{-(l+m)}
 \end{aligned}$$

식(3.3.3)에 대해 다음과 같은 새로운 제어입력  $u_n(k)$ 를 이용하여 피이드백 보상을 행하는 경우를 생각한다.

$$u_n(k) \triangleq -(\beta_1 + \cdots + \beta_{(n+l)} q^{1-(n+l)})y(k) + \tilde{B}(q^{-1})q^{(1-d)}u(k) \tag{3.3.5}$$

식(3.3.1), (3.3.3) 및 (3.3.5)를 이용하여 오차함수 (2.4.3)에 대입한 후 정리하면

$$e(k) = -(m_1 q^{-1} + \cdots + m_d q^{-d})y_m(k) - u_n(k-1) \tag{3.3.6}$$

과 같이 된다. 이때 새로운 입력  $u_n(k)$ 를

$$\begin{aligned}
 u_n(k) &= -(m_1 + m_2q^{-1} + \dots + m_{\ell}q^{1-\ell})y_m(k) \\
 &= y_m(k+1)
 \end{aligned}
 \tag{3.3.7}$$

와 같이 가하면 제어목적  $e(k) \rightarrow 0$  ( $k \rightarrow \infty$ )를 실현할 수 있음을 알 수 있다. 또한, 식(3.3.3)과 식(3.3.5)에서

$$y(k) = u_n(k-1) \tag{3.3.8}$$

과 같이 되고, 시스템의 출력은 식(3.3.8)과 같은 입력을 가함으로서 임의로 조절 가능하게 된다. 즉, 식(3.3.7)과 (3.3.8)로부터

$$u_n(k) = y_m(k+1) = y(k+1) \tag{3.3.9}$$

의 관계를 얻을 수 있다. 식(3.3.9)에서 알 수 있듯이, 만약 시스템에 식(2.2.3)이외의 외란이나 계측잡음이 없다고 하면, 목표치를  $y_m(k)$  라고 했을 경우, 그 미래치  $y_m(k+1)$ 을  $u_n(k)$ 로서 가하게 되면,  $y(k) = y_m(k)$ 로 되어 목표치와 출력치가 일치하게 된다.



[정리 3]

기저 파라미터를 지닌 플랜트 식(2.2.1)에 대해  $u(k)$ 를

$$\begin{aligned}
 u(k) &= \frac{1}{b_0} [y_m(k+d) - \overline{\theta^T} \xi(k)] \\
 &= \frac{1}{b_0} [y_m(k+d) + \{\beta_1 q^{-1} + \beta_2 q^{-2} + \dots + \beta_{(n+l)} q^{-(n+l)}\} y(k+d) \\
 &\quad - \{(\alpha_1 b_0 + b_1) q^{-(1+d)} + \dots + \alpha_l b_m q^{-(l+m+d)}\} u(k)]
 \end{aligned}
 \tag{3.3.10}$$

과 같이 가하면, 식(2.2.3)과 같이 주어지는 외란 하에서도  $k \rightarrow \infty$ 에 대해  $e(k) \rightarrow 0$ 으로 된다.

여기서, 플랜트의 파라미터  $\theta$ 와 기저신호  $\xi$ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 \theta^T &= [b_0 \quad \overline{\theta^T}] \\
 &= [b_0 \quad \alpha_1 b_0 + b_1 \quad \dots \quad \alpha_l b_m \quad \beta_1 \quad \beta_2 \quad \dots \quad \beta_{n+l}]
 \end{aligned}
 \tag{3.3.11}$$

$$\begin{aligned}
 \xi^T(k) &= [u(k) \quad \overline{\xi^T}(k)] \\
 &= [u(k) \quad \dots \quad u(k-l-m) \\
 &\quad -y(k+d-1) \quad \dots \quad -y(k-l-n+d)]
 \end{aligned}
 \tag{3.3.12}$$

[증명]

식(2.4.3)에 식(3.3.3)을 대입하여 정리하면

$$e(k+d) = y_m(k+d) + [\beta_1 q^{-1} + \dots + \beta_{(n+d)} q^{-(n+d)}]y(k+d) - \tilde{B}(q^{-1})u(k) \quad (3.3.13)$$

따라서, 식(3.3.13)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} e(k+d) &= y_m(k+d) - \theta^T \xi(k) \\ &= y_m(k+d) - b_0 u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}(k) \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

따라서, 출력오차  $e(k)$ 를 최소로 하는 제어입력  $u(k)$ 는

$$u(k) = \frac{1}{b_0} \{y_m(k+d) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}(k)\} \quad (3.3.15)$$

와 같다.



### 3.3.2 플랜트 파라미터가 미지인 경우

플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 파라미터 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 한다.

플랜트의 파라미터가 미지인 경우에는 식(3.3.10) 또는 (3.3.14)의 파라미터가 미지이므로, 가조정 파라미터를 이용해서 제어입력을 구성할 수 있다.

계측잡음이 없을 때, 주어지는 제어입력 (3.3.15)는 파라미터가 미지인 경우이므로, 플랜트 파라미터  $\theta$ 를 가조정 파라미터  $\widehat{\theta}^T(k)$ 로 치환하여 제어입력  $u(k)$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{\widehat{b}_0} \{y_m(k+d) - \widehat{\theta}^T \xi(k)\} \quad (3.3.16)$$

또는

$$y_m(k) = \widehat{\theta}^T \xi(k-d) \quad (3.3.17)$$

식(3.3.16) 또는 (3.3.17)의 파라미터 조정방법을 결정하기 위한 동정오차 모델은 다음의 순서로 구성된다.

먼저 식(3.3.3)에 대해 식(3.3.11)과 (3.3.12)를 이용하고 가조정 파라미터로써 나타내면 출력  $y(k)$ 의 추종치  $\widehat{y}(k)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\widehat{y}(k+d) = \widehat{\theta}^T \xi(k-d) \quad (3.3.18)$$

$\hat{y}(k)$ 의 동정오차  $\varepsilon(k)$ 를 구하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\varepsilon(k) &= \hat{y}(k+d) - y(k+d) \\ &= [\hat{\theta}^T - \theta^T(k)] \xi(k-d) \\ &= \Phi^T(k) \xi(k-d)\end{aligned}\tag{3.3.19}$$

단,

$$\Phi^T(k) = \hat{\theta}^T - \theta^T(k)$$

동정오차  $\varepsilon(k) \approx 0$ 으로 하는 가조정 파라미터 조정법은 [정리2]와 같은 방법으로 수행된다.

시스템의 블록선도는 Fig. 3.2에 나타나져 있다.

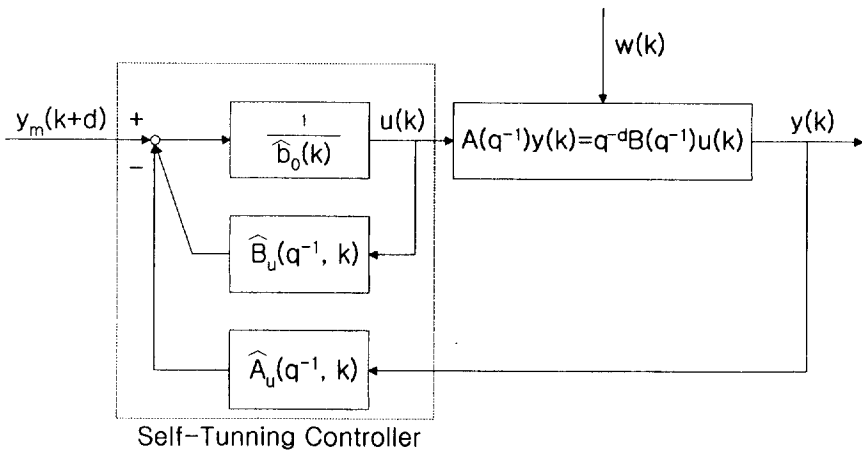


Fig.3.2 Block diagram of the proposed servo control system

### 3.4 시뮬레이션 및 결과

#### 3.4.1 기저외란 및 목표치

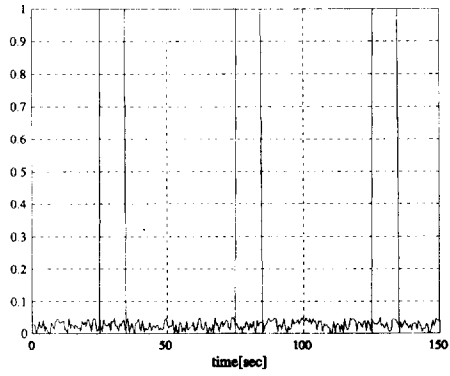


Fig. 3.3 Step type disturbance  
and modelling error

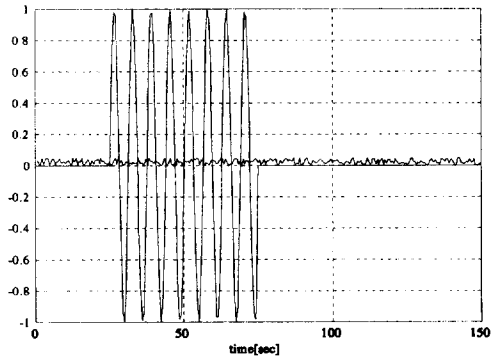


Fig. 3.4 Sine type disturbance and  
modelling error

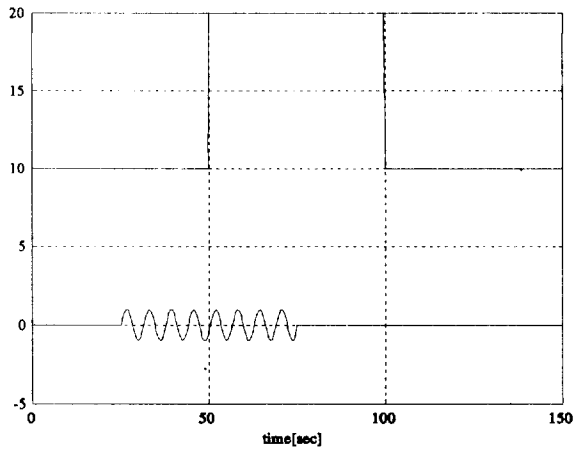


Fig. 3.5 Step type reference and sine type disturbance

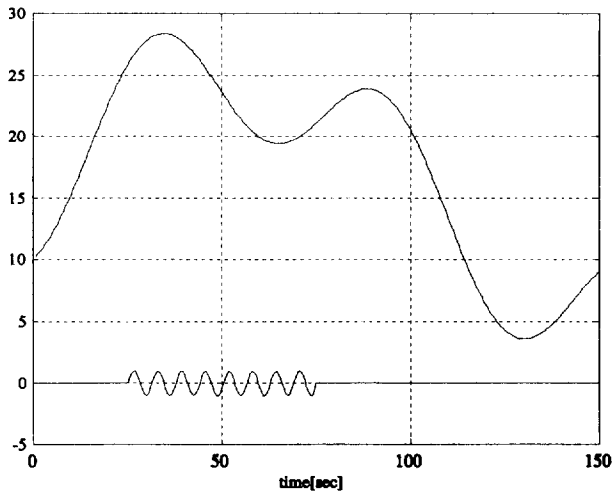


Fig. 3.6 Sine type reference and disturbance

Fig. 3.3-3.6은 제안된 서보계 설계 알고리즘의 검증을 위해 설정한 외란과 목표치입력을 나타내고 있다. Fig. 3.3은 스텝형태의 외란을 보이고 있으며, Fig. 3.4는 사인형태의 외란을 보인다. Fig. 3.5와 Fig. 3.6은 각각 스텝형태의 목표치입력과 사인형태의 목표치입력을 나타내고 있다. 본 논문에서는 이와 같은 형태의 외란과 목표치입력을 가정하여 선박과 비행기의 제어용 플랜트모델에 대한 시뮬레이션을 수행하였다.

### 3.4.2 선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과

#### 1) PID 제어법에 의한 시뮬레이션 결과

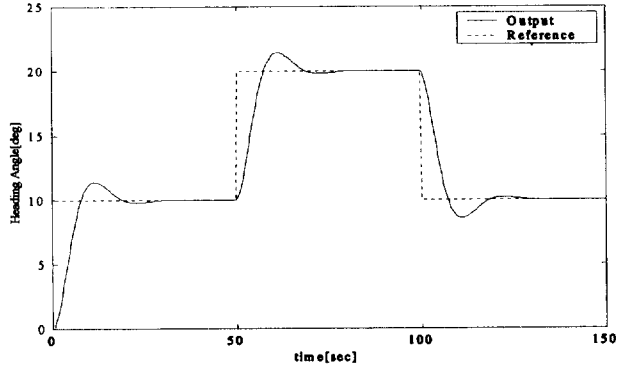


Fig. 3.7 Simulation result of PID system with step type reference

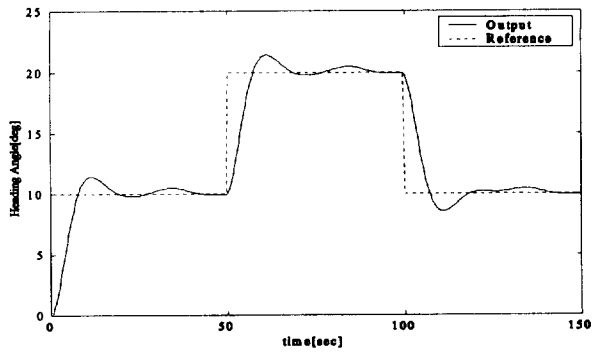


Fig. 3.8 Simulation result of PID system with step type disturbance

Fig. 3.7은 스텝형태의 목표치 입력을 가진 모델에 PID시스템을 적용한 결과 약간의 오버슈트 경향을 나타내고 있다. Fig. 3.8은 스텝형태의 외란을 PID시스템을 적용한 결과 40sec, 80sec, 130sec부근에서 약간의 오버슈트 경향을 나타내고 있다.



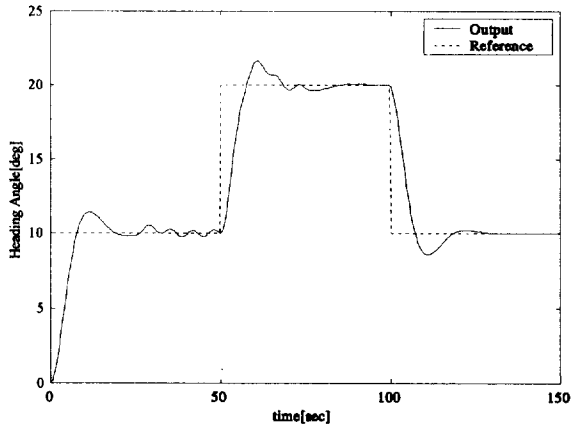


Fig. 3.9 Simulation result of PID system  
with sine type disturbance

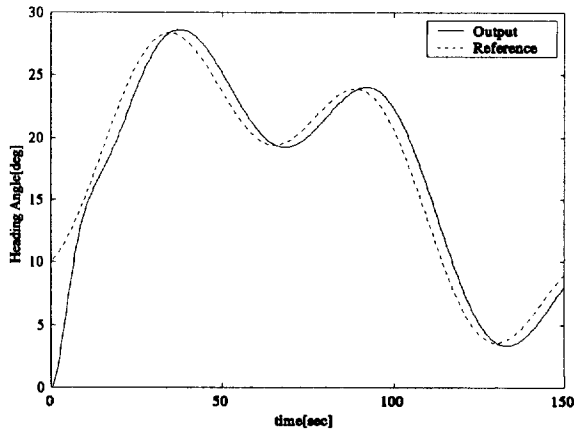


Fig. 3.10 Simulation result of PID system  
with sine type reference

Fig. 3.9은 싸인형태의 목표치 입력을 가진 모델에 PID시스템을 적용한 결과 10sec,60sec에서 약간의 오버슈트 경향을 나타내고 있다. Fig. 3.8은 싸인형태의 외란을 PID시스템을 적용한 결과 오버슈트 경향은 보이지 않지만 목표치 입력과 비교하면 약간의 지연시간을 나타내고 있다.

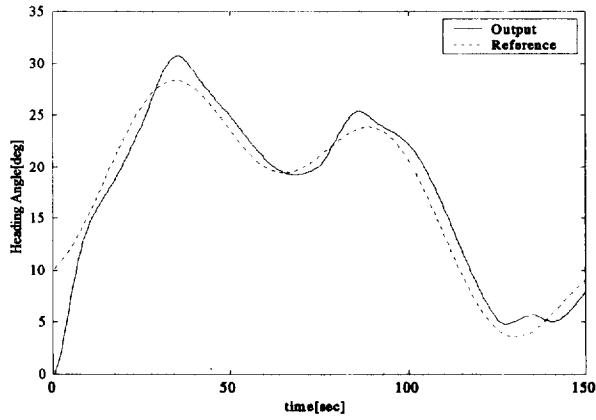


Fig. 3.11 Simulation result of PID system  
with sine type disturbance

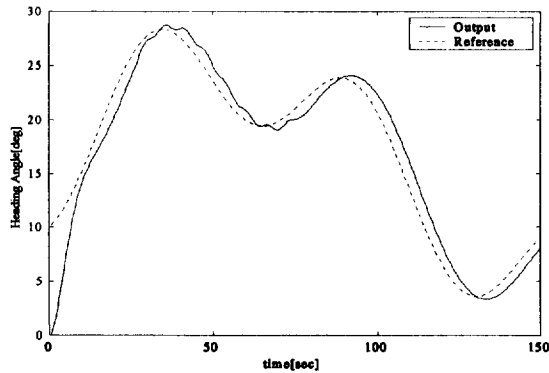


Fig. 3.12 Simulation result of unit  
feedback system with sine  
type disturbance

Fig. 3.11은 싸인형태의 외란을 PID시스템에 적용한 결과 40sec,90sec에서 약간의 오버슈트 경향과 전반적으로 지연시간을 가지고 있는 것을 알 수 있다. Fig. 3.12은 싸인형태의 외란을 단위피드백시스템을 적용한 결과 오버슈트 경향은 보이지 않지만 40~80sec구간에서 외란의 영향을 보이고 있고, 약간의 지연시간도 가지고 있는 것을 알 수 있다.

## 2) 자기동조형 서보 제어기 I의 시뮬레이션 결과

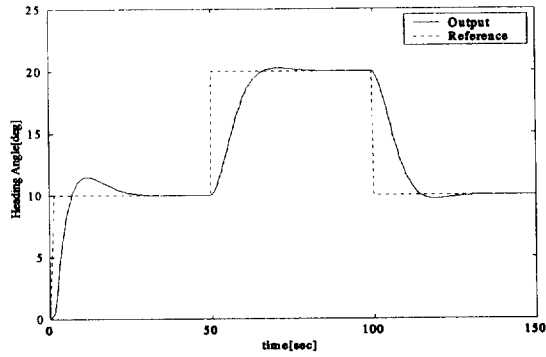


Fig. 3.13 Simulation result of self-tuning servo controller I with step type reference

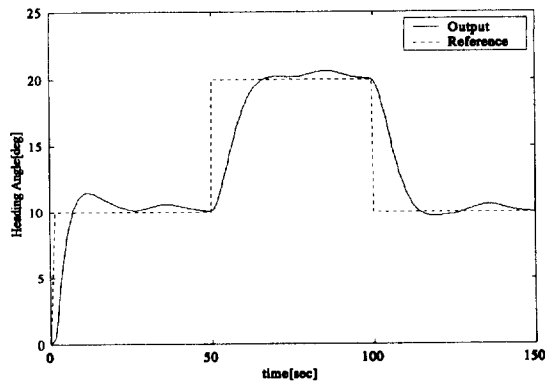


Fig. 3.14 Simulation result of step type disturbance

Fig. 3.13은 스텝형태의 목표치 입력 가진 모델에 자기동조 제어기 I 시스템을 적용한 결과 15sec에서 약간의 오버슈트 경향을 나타내고 있다. Fig. 3.14은 스텝형태의 외란을 시스템을 적용한 결과 45sec, 80sec, 135sec에서 오버슈트 경향을 보이고 있다.

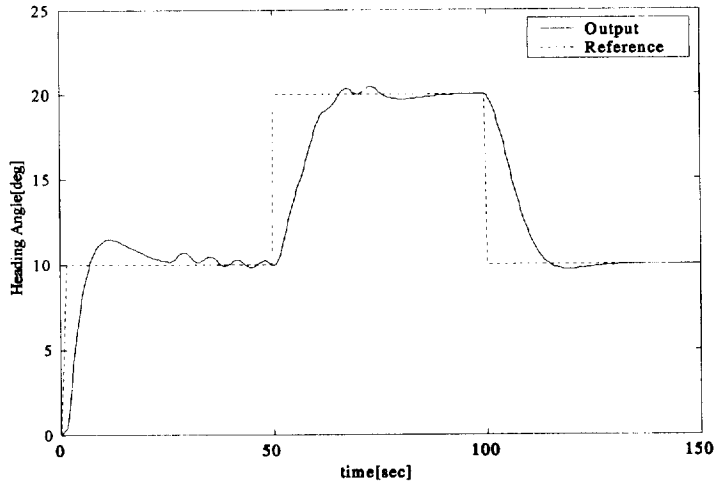


Fig. 3.15 Simulation result of sine type disturbance

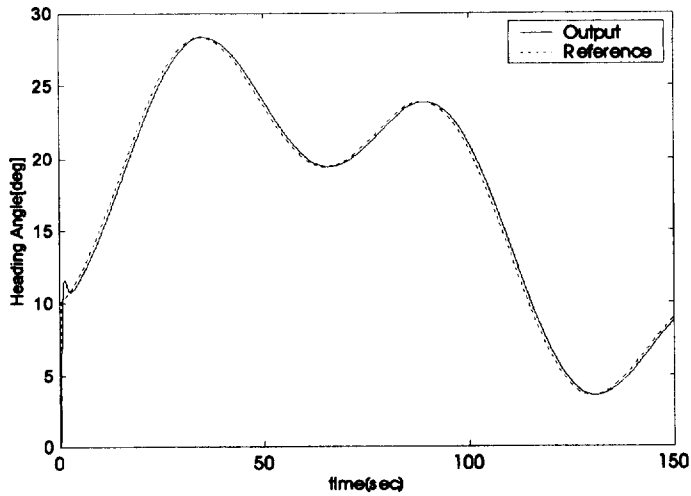


Fig. 3.16 Simulation result of sine type reference

Fig. 3.15은 싸인형태의 외란을 시스템에 적용한 결과 30sec~55sec구  
 간에서 외란의 영향을 나타내고 있다. Fig. 3.16은 싸인형태의 목표치  
 입력을 시스템에 적용한 결과 오버슈트 경향은 보이지 않고 목표치 입  
 력값과 일치함을 나타내고 있다.

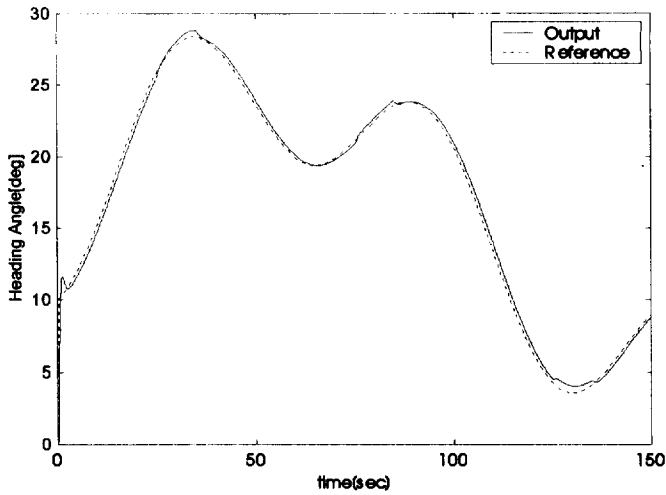


Fig. 3.17 Simulation result of step type disturbance

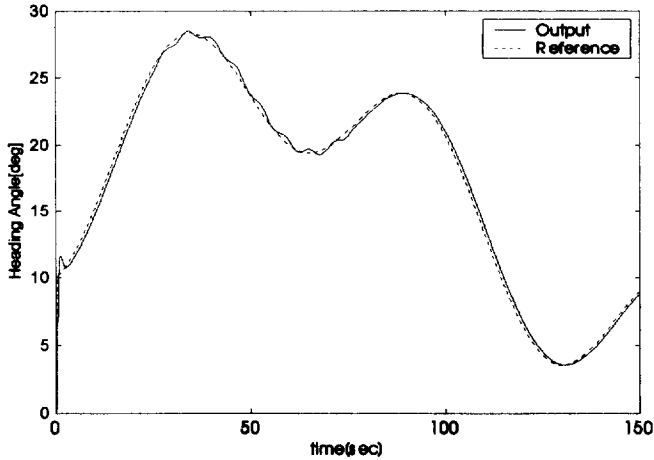


Fig. 3.18 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 3.17은 스텝형태의 외란을 시스템에 적용한 결과 30sec, 70~80sec구간, 137sec에서 외란의 영향을 나타내고 있다. Fig. 3.16은 싸인형태의 외란을 시스템에 적용한 결과 30~78sec구간에서 외란이 주어졌을 경우에 대한 영향을 나타내고 있다.

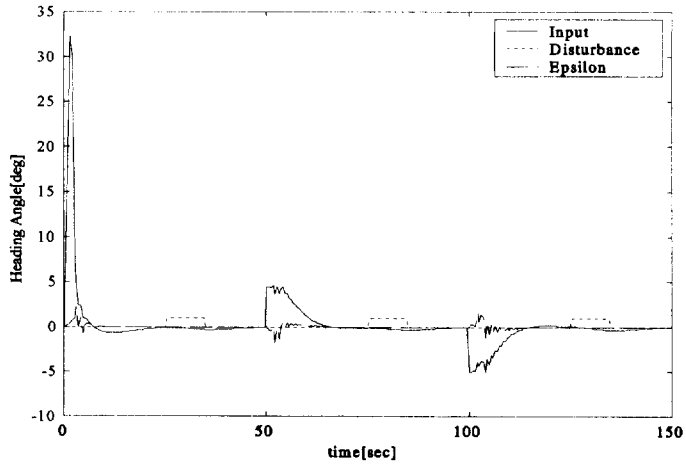


Fig. 3.19 Example of input and tracking error

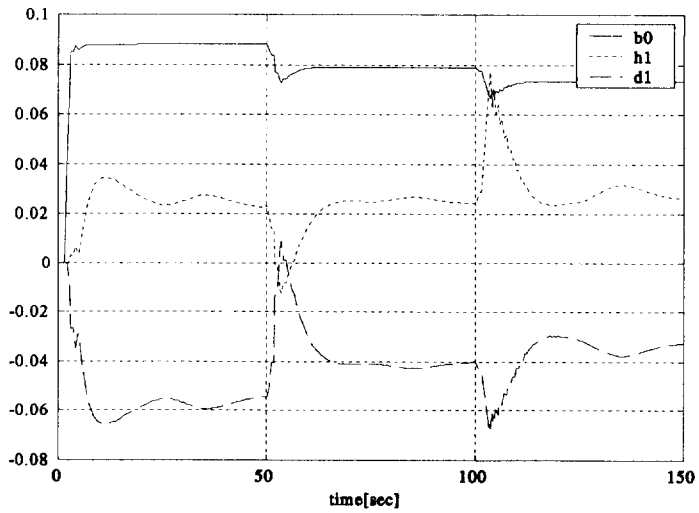


Fig. 3.20 Example of adjusted parameter

Fig. 3.19은 입력과 추종 오차의 예를 보여 주고 있다. Fig. 3.20은 추종 되고 있는 파라미터를 나타내고 있다.

### 3) 자기동조형 서보 제어기 II의 시뮬레이션 결과

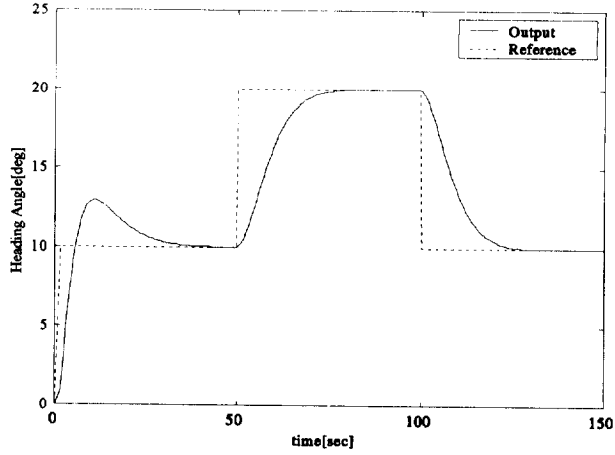


Fig. 3.21 Simulation result of step type  
reference

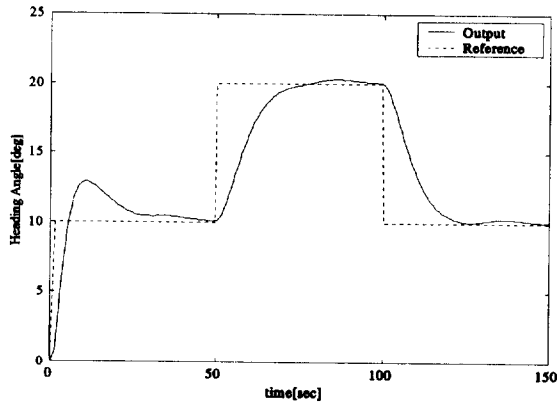


Fig. 3.22 Simulation result of step type  
disturbance

Fig. 3.21은 스텝형태의 목표치 입력을 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다. Fig. 3.22은 스텝형태의 외란을 시스템에 적용한 결과를 보인 것이며, 30~55sec, 80~90sec, 130~145sec구간에서 외란이 주어졌을 경우에 대한 영향을 보여주고 있다.

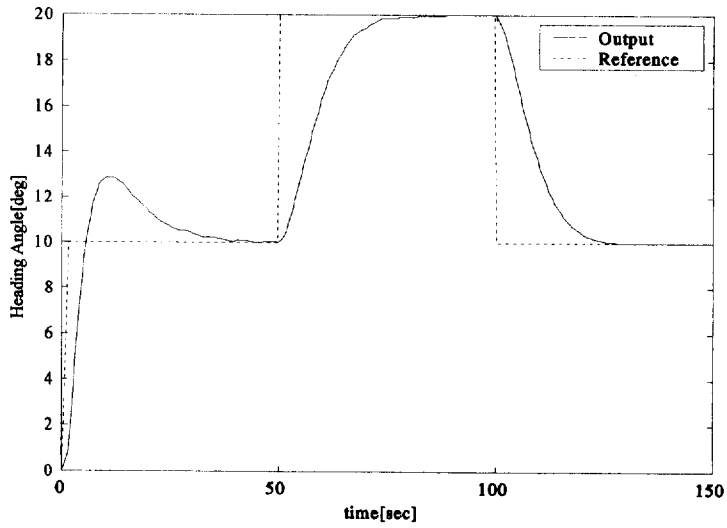


Fig. 3.23 Simulation result of sine type disturbance

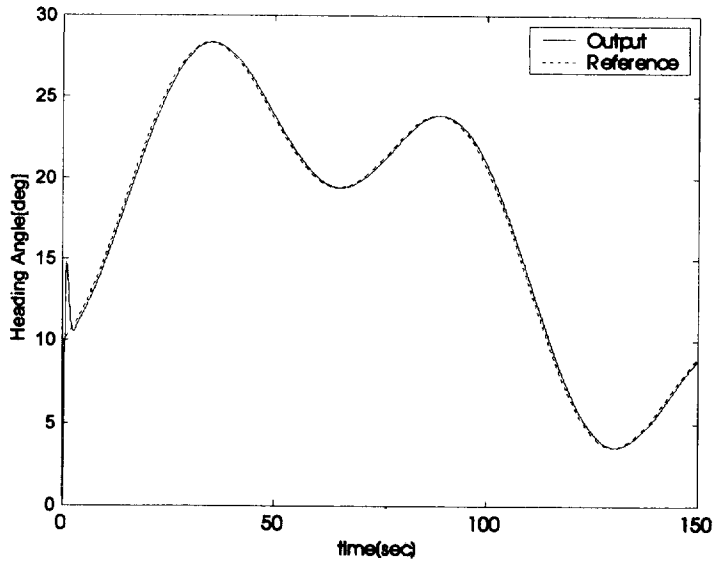


Fig. 3.24 Simulation result of sine type reference

Fig. 3.23은 싸인형태의 외란을 시스템에 적용한 결과 30~55sec구간에  
서 외란의 영향을 나타내고 있다. Fig. 3.24은 싸인형태의 목표치 입력  
을 시스템에 적용한 결과를 보여주고 있다.



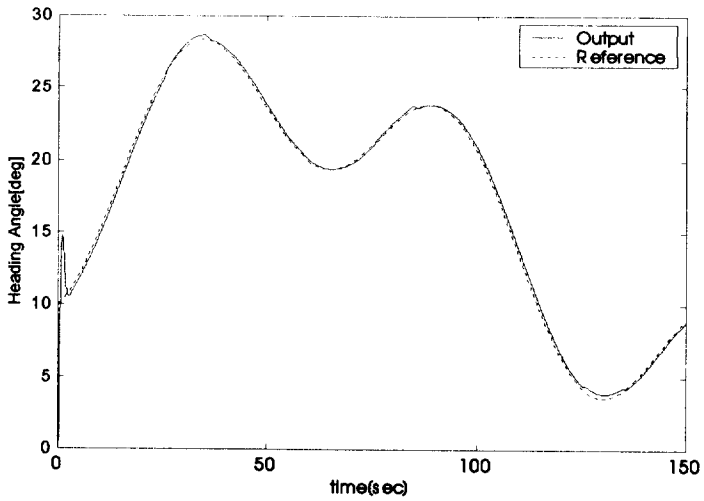


Fig. 3.25 Simulation result of step type disturbance

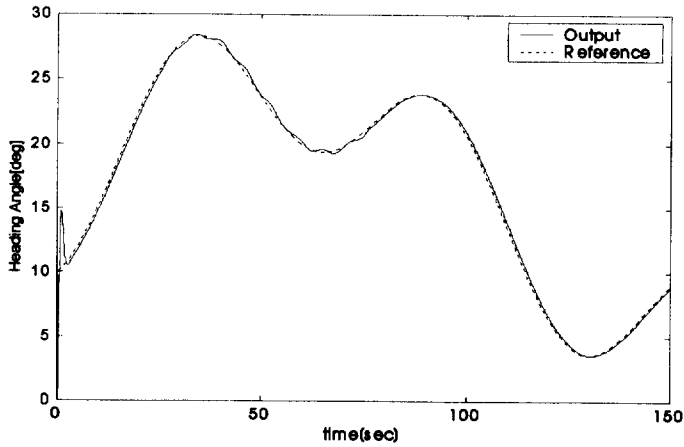


Fig. 3.26 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 3.25은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보인 것이며, 40sec, 70~80sec, 130~140sec구간에서 외란이 주어졌을 경우에 대한 영향을 보여주고 있다. Fig. 3.26은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있는데, 40sec~130sec구간에서 외란이 주어졌을 경우에 대한 영향을 보여주고 있다.

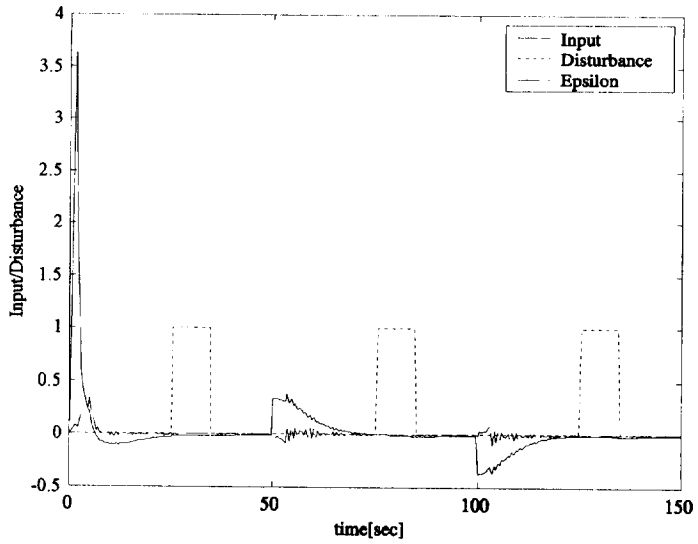


Fig. 3.27 Example of input and tracking error

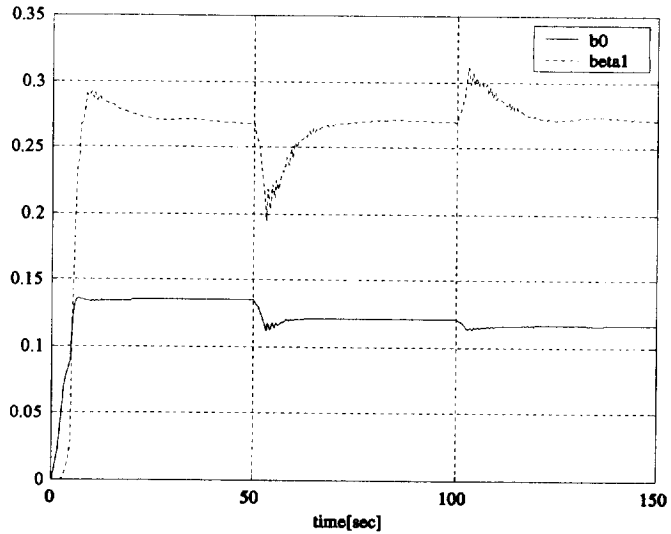


Fig. 3.28 Example of adjusted parameter

Fig. 3.27은 입력 및 추종오차의 예를 나타내고 있다. Fig. 3.28은 추종되고 있는 파라미터를 나타내고 있다.

Fig. 3.7-3.12에 PID제어에 의한 선박 시스템의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 스텝형의 목표치와 사인형의 목표치에 대해 각각 시뮬레이션을 행하였다. 또한, 외란이 없을 경우와 스텝형, 사인형의 외란이 존재할 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 보였다.

Fig. 3.13-3.20에 자기동조형 서보 제어기 I에 의한 시뮬레이션 결과를 보였다. PID제어에 의한 결과와 비교를 위해 같은 조건에서 시뮬레이션을 각각 행하였다. 그 결과 PID제어에 비해 오버슈트가 저감되는 효과를 확인할 수 있으며, 외란에 의한 영향이 감소됨을 알 수 있다. Fig. 3.19와 Fig. 3.20은 스텝형의 목표치에 대해 스텝형의 외란이 가해질 경우 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, h_1, d_1$ )를 각각 나타내고 있다.

자기동조형 서보 제어기 II에 의한 선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과가 Fig. 3.21-3.28에 보였다. 서보 제어기 I에 비해 외란에 의한 영향이 많이 저감됨을 알 수 있다. Fig. 3.27과 Fig. 3.28은 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, \beta_1$ )를 각각 나타내고 있다.

### 3.4.3 항공기 제어용 모델의 시뮬레이션 결과

#### 1) PID 제어법에 의한 시뮬레이션 결과

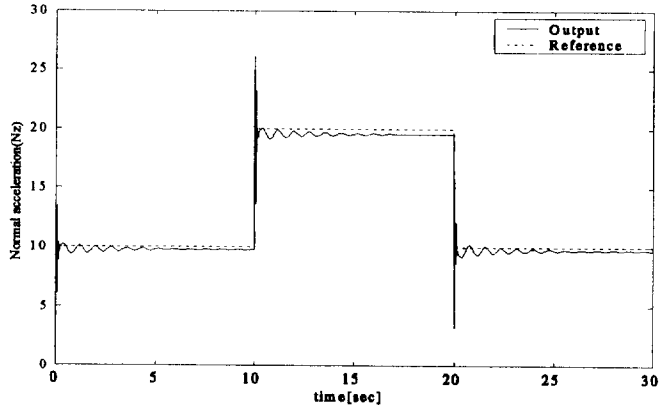


Fig. 3.29 Simulation result of step type  
reference

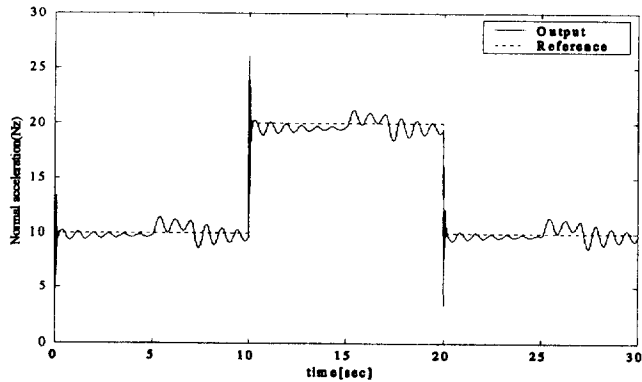


Fig. 3.30 Simulation result of step type  
disturbance

Fig. 3.29은 스텝형태의 목표치 입력이 시스템에 적용한 결과를 보였다. Fig. 3.30은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보였으며, 5~10sec, 15~20sec, 25~30sec구간에서 약간의 오차가 존재하는 것을 알 수 있다.

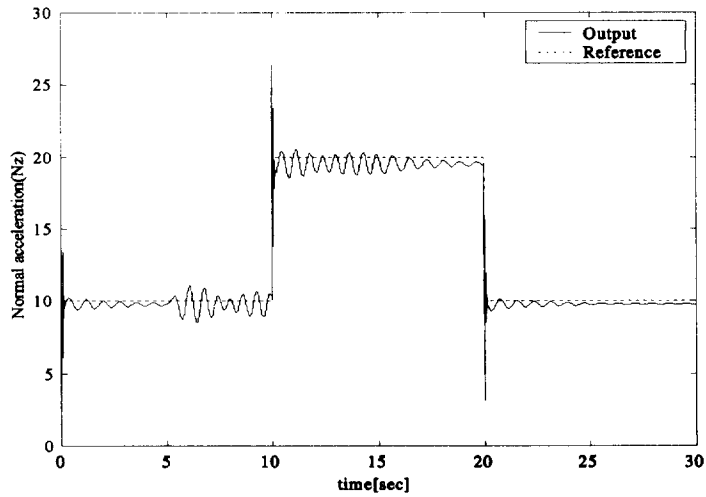


Fig. 3.31 Simulation result of sine type disturbance

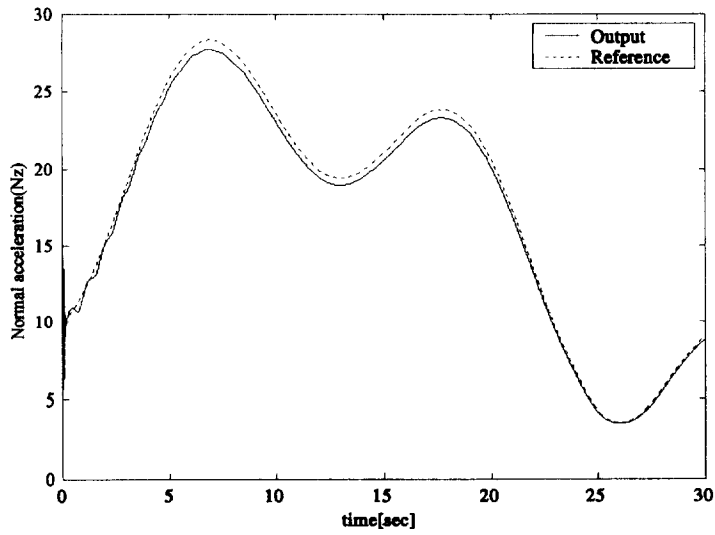


Fig. 3.32 Simulation result of sine type reference

Fig. 3.31은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 5~10sec, 10~15sec 구간에서 오차성을 나타내고 있다. Fig. 3.32은 싸인형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.

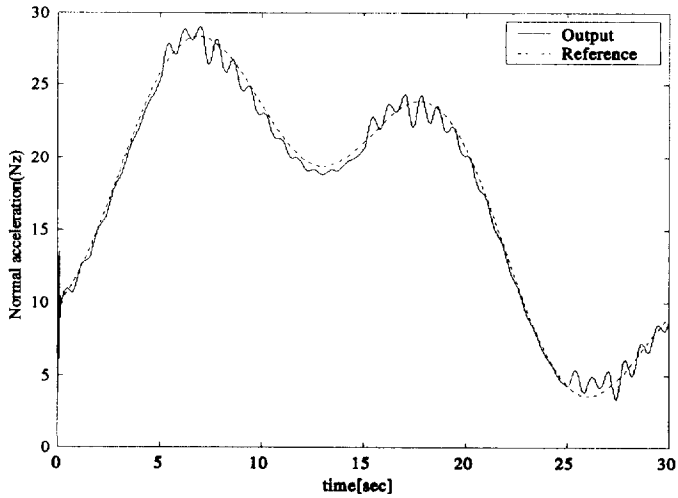


Fig. 3.33 Simulation result of step type disturbance

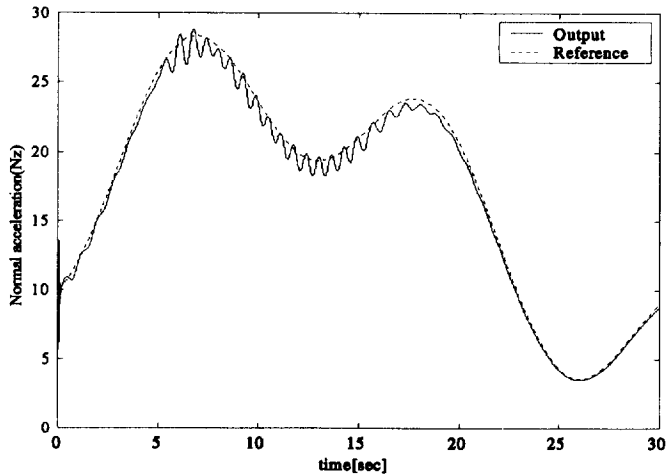


Fig. 3.34 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 3.33은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 6~20, 25~30sec오차가 존재하는 것을 알 수 있다. Fig. 3.34은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보였으며, 5~20sec구간에서 약간의 오차가 존재하고 있는 것을 알 수 있다.

## 2) 자기동조형 서보 제어기 I의 시뮬레이션 결과

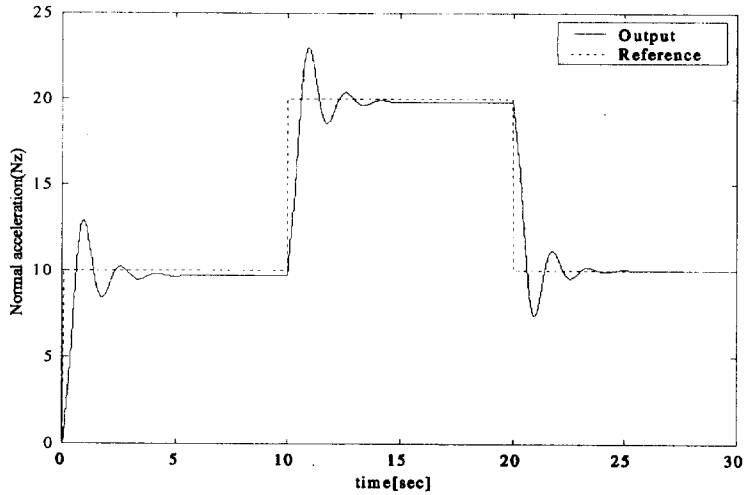


Fig. 3.35 Simulation result of step type reference

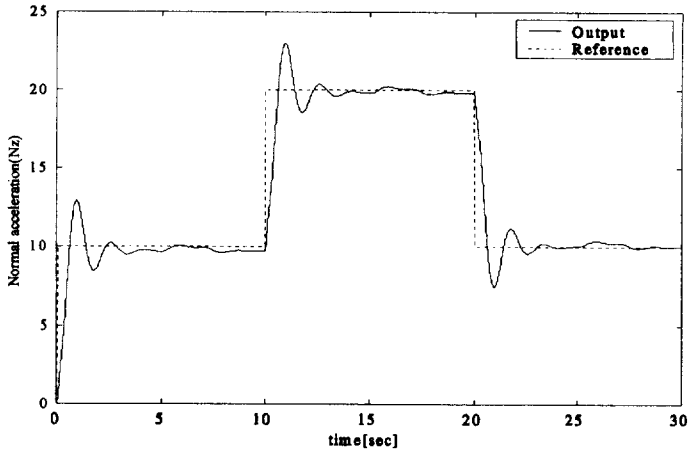


Fig. 3.36 Simulation result of step type disturbance

Fig. 3.35은 스텝형태의 목표치 입력을 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다. Fig. 3.36은 스텝형태의 외란을 시스템에 적용한 결과를 보였으며, 5~10, 15~18, 24~28sec구간에서 약간의 오차가 존재하고 있는 것을 알 수 있다.

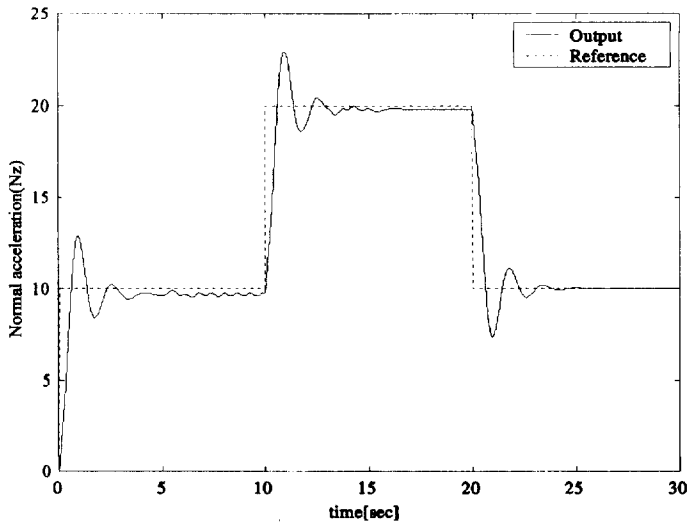


Fig. 3.37 Simulation result of sine type disturbance

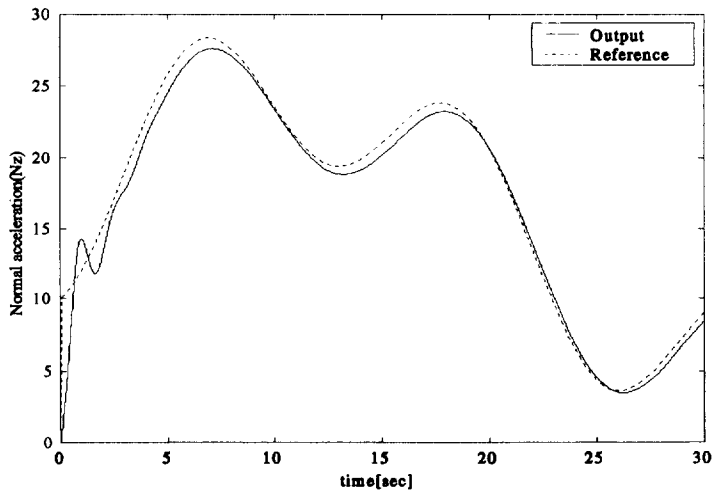


Fig. 3.38 Simulation result of sine type reference

Fig. 3.37은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다. Fig. 3.38은 싸인형태의 목표치 입력이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다. 3~8sec, 12~18sec구간에서 미소한 시간지연이 있는 것을 알 수 있으나, 그러나 거의 일치하고 있음을 알 수 있다.



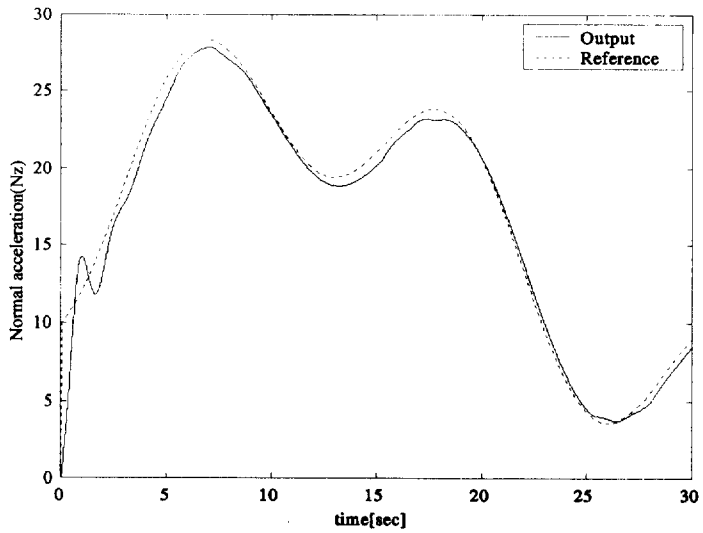


Fig. 3.39 Simulation result of step type disturbance

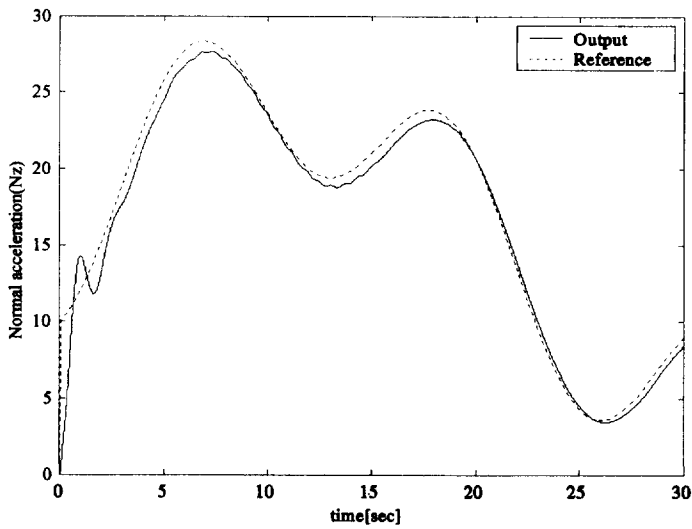


Fig. 3.40 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 3.39은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다  
 Fig. 3.40은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보인 것이며,  
 외란의 영향이 PID제어시 보다 다소 저감됨을 볼 수 있다.

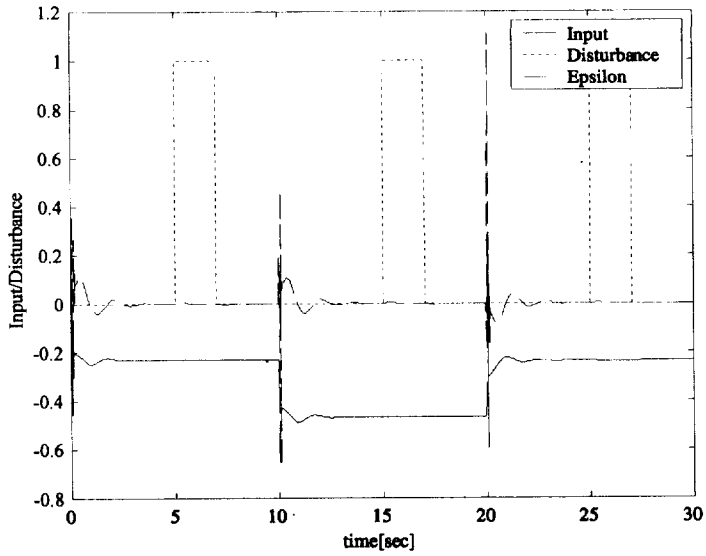


Fig. 3.41 Example of input and tracking error

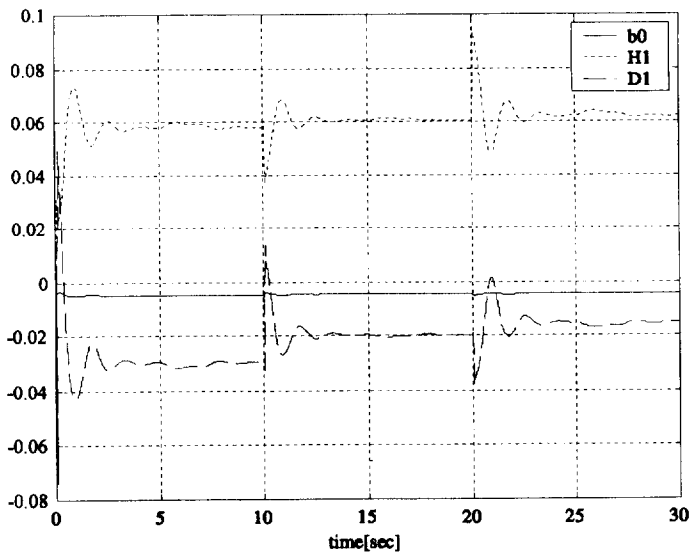


Fig. 3.42 Example of adjusted parameter

Fig. 3.41은 입력과 추종오차를 나타내고 있다. Fig. 3.42은 추종 파라미터를 나타내고 있다.

### 3) 자기동조형 서보 제어기 II의 시뮬레이션 결과

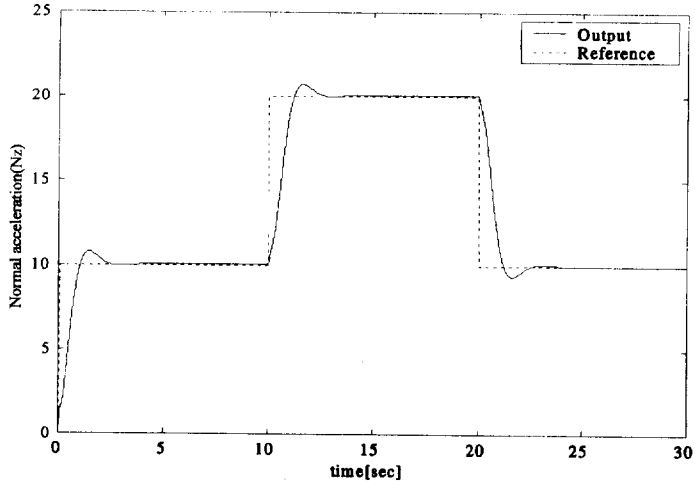


Fig. 3.43 Simulation result of step type reference

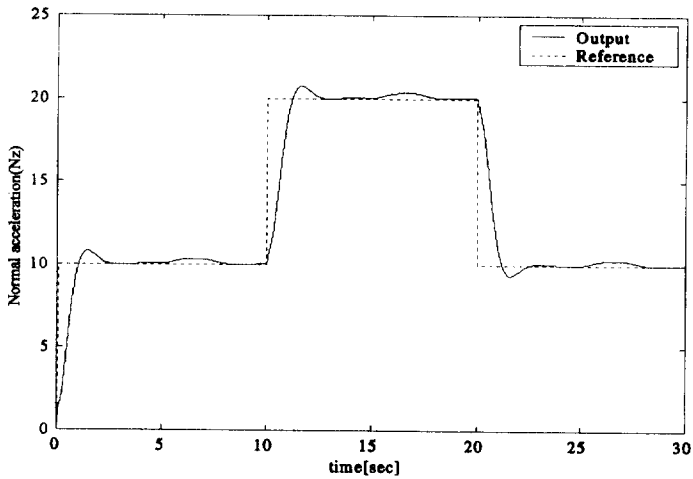


Fig. 3.44 Simulation result of step type disturbance

Fig. 3.43은 스텝형태의 목표치 입력이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다. Fig. 3.44은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보인 것이며, 5~8, 15~18, 24~28sec구간에서 약간의 오차가 존재하고 있는 것을 알 수 있다.

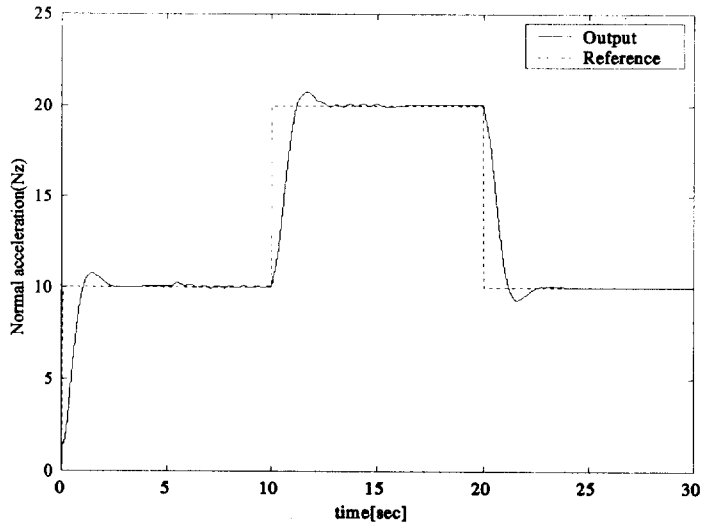


Fig. 3.45 Simulation result of sine type disturbance

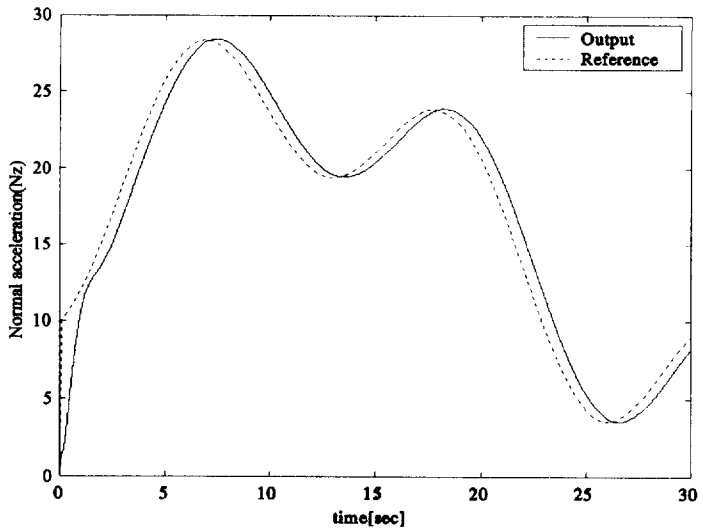


Fig. 3.46 Simulation result of sine type reference

Fig. 3.45은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 외란의 저감이 향상된 상태를 나타내고 있다. Fig. 3.46은 싸인형태의 목표치 입력이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다.

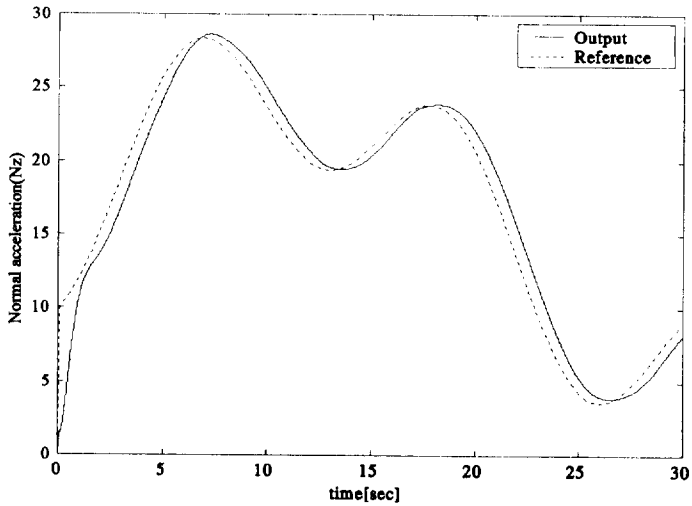


Fig. 3.47 Simulation result of step type disturbance

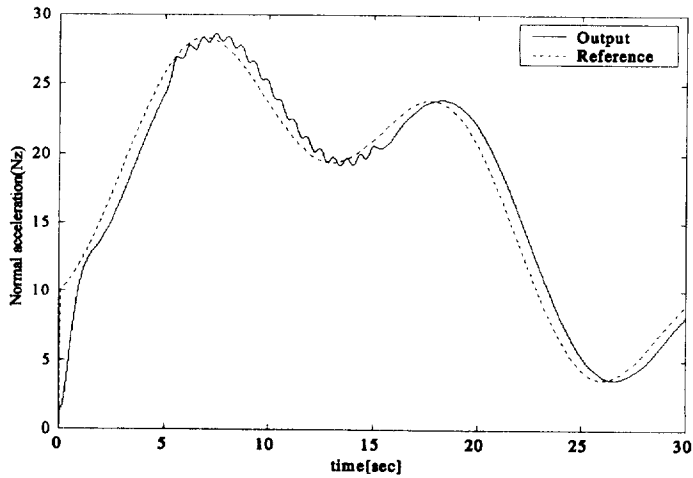


Fig. 3.48 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 3.47은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 외란의 저감이 향상된 상태를 나타내고 있다. Fig. 3.46은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 외란의 영향이 5~17sec구간에서 약간의 영향이 있음을 알 수 있다

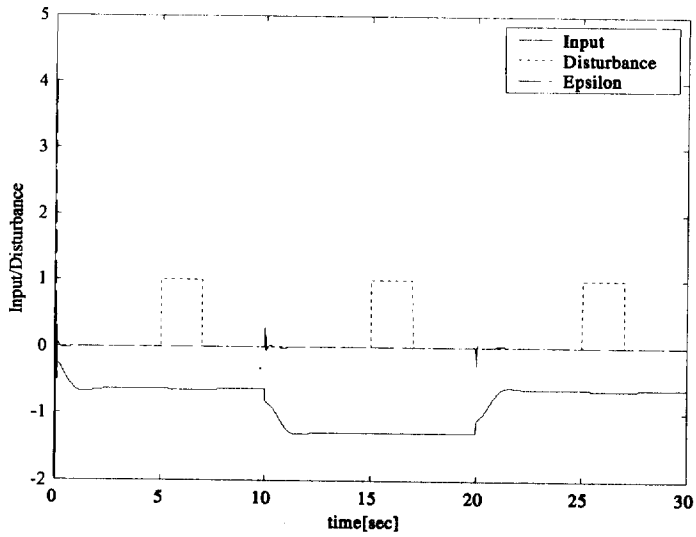


Fig. 3.49 Example of input and tracking error

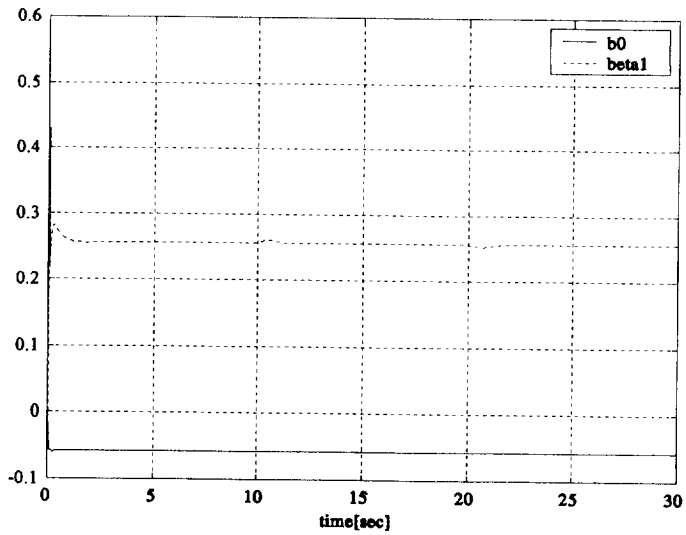


Fig. 3.50 Example of adjusted parameter

Fig. 3.49은 입력과 추종오차를 나타내고 있다. Fig. 3.50은 추정 파라미터의 예를 나타내고 있다.

Fig. 3.29-3.34에 PID제어에 의한 항공기 시스템의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 스텝형의 목표치와 사인형의 목표치에 대해 각각 시뮬레이션을 행하였다. 또한, 외란이 없을 경우와 스텝형, 사인형의 외란이 존재할 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 보였다.

Fig. 3.35-3.42에 자기동조형 서보 제어기 I에 의한 시뮬레이션 결과를 보인다. PID제어에 의한 결과와 비교를 위해 같은 조건에서 시뮬레이션을 각각 행하였다. 그 결과 PID제어에 비해 오버슈트가 저감되는 효과를 확인할 수 있으며, 외란에 의한 영향이 감소됨을 알 수 있다. Fig. 3.41와 Fig. 3.42은 스텝형의 목표치에 대해 스텝형의 외란이 가해질 경우 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, h_1, d_1$ )를 각각 나타내고 있다.

자기동조형 서보 제어기 II에 의한 항공기 제어용 모델의 시뮬레이션 결과가 Fig. 3.43-3.50에 보였다. 서보 제어기 I에 비해 외란에 의한 영향이 많이 저감됨을 알 수 있다. Fig. 3.49과 Fig. 3.50은 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, \beta_1$ )를 각각 나타내고 있다.

### 3.5 결 언

본 장에서는, 파라미터가 미지인 플랜트를 대상으로 하여 변화하는 환경에 적응할 수 있는 능력을 가진 적응제어이론에 의한 제어 시스템 설계법 중의 하나인 자기동조 제어법을 이용하여, 외란이나 임의의 목표치가 차분다항식의 형태로 주어진 경우에서도 폐루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 얻을 수 있는 강인한 서보 제어기 설계법을 제안하였다.

본 제어기 설계법의 기본적인 개념은 내부 모델 원리에 기초하고 있으며, 기저 외란과 목표치의 차분다항식에 대한 최소공배다항식을 제어 대상에 작용시켰다. 플랜트에 계측잡음이 없는 이상적인 경우에 대해 Diophantine방정식에 의한 모닉하고 안정한 차분다항식을 이용하여 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하였다. 그리고, 이산화된 차분 다항식으로 표현된 시스템에 의한 서보계 설계 방법을 제안하였다. 또한, 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 제어칙을 도출하는 방법을 보이며, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 제어칙을 결정하는 방법을 제안하였다. 본 장에서 제안된 설계법에 대하여 2가지 형태의 외란을 설정하여 선박과 비행기 제어용 모델에 작용시킨 후, 각각 제어기에 대해 시뮬레이션을 행한 결과로부터 강인한 자기동조형 서보 제어기가 설계되었음을 확인하였다.



## 제 4 장 계측잡음이 존재할 경우의 자기 동조형 서보 제어기 설계

### 4.1 서 언

다양하고 복잡한 정밀 산업에서 산업 구조의 정밀성, 대형화, 복잡성 등으로 인해 생기는 시스템의 많은 변수와 내부 구조의 복잡성으로 시스템의 해석이나 설계가 어렵다. 특히 시스템간에 서로 연관되어 있는 시스템이 존재함으로 인해 더욱 더 힘든 과정을 필요로 한다. 이러한 원인으로 인해 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가진 서보 제어기가 요구된다.

본 장에서는 플랜트에 계측잡음이 존재할 경우에 대해 서보 보상기를 설계하는 방법을 제안한다. 계측잡음이 존재할 경우, Diophantine 방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 이용하는 방법과 이산화된 차분 다항식으로 표현된 시스템을 도입하는 방법을 제안하고, 각각에 대하여 파라미터가 기지인 경우와 미지인 경우로 분리하여 제어기를 결정한다. 또한, 제안된 서보계 설계 알고리즘의 성능평가를 위해 3장과 같은 시스템에 계측잡음이 존재할 경우에 대하여 시뮬레이션을 행한다.

## 4.2 자기 동조형 서보 제어기 I

### 4.2.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우

본 절에서는 시스템에 계측잡음이 존재하는 경우, 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어기의 구조를 결정하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 파라미터 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 한다.

실제적인 시스템이 동작하고 있을 경우, 계측잡음과 같은 외란은 피할 수 없으므로 이것에 의한 영향을 저감시키기 위해 서보 보상기를 구성할 필요가 있다. 본 장에서는 이와 같은 설계문제의 해결법으로서 다음과 같은 서보 보상기를 설계하도록 한다.

식(3.2.5)에 대해 다음과 같은 새로운 제어입력  $u_n(k)$ 를 이용하여 피드백 보상을 행하는 경우를 생각한다.

$$u_n(k) \triangleq \tilde{B}(q^{-1})u(k) + H(q^{-1})y(k) \quad (4.2.1)$$

식(2.4.3)을 이용하여, 출력오차  $e(k)$ 와 식(4.2.1)의 관계를 이용하여 오차방정식을 구하면

$$\begin{aligned} D(q^{-1})e(k) &= D(q^{-1})y_m(k) - D(q^{-1})y(k) \\ &= D(q^{-1})y_m(k) - B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) - H(q^{-1})y(k-d) \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

로 된다.

식(4.2.1)의 새로운 입력  $u_n(k)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$u_n(k) = y_m(k+1) + k_0 e(k) + \cdots + k_m e(k-l) \quad (4.2.3)$$

단,  $k_i (i=0, 1, \dots, m)$ 는 다음과 같은 출력오차  $e(k)$ 의 다항식을 만족하도록 주어지는 임의의 정수 값들이다.

$$e(k+1) + k_0 e(k) + \cdots + k_m e(k-l) = 0 \quad (4.2.4)$$

또는

$$E(q^{-1})e(k) = 0$$

단,

$$E(q^{-1}) = q + k_0 + k_1 q^{-1} + \cdots + k_m q^{-l}$$

식(4.2.4)에서 오차  $e(k)$ 에 대해 적당한 수렴속도를 가지도록 하는  $k_i$ 가 주어졌다고 하자. 이때,

$$\begin{aligned} \tilde{B}(q^{-1}) &= b_0 + (b_1 + b_0 a_1) q^{-1} \\ &\quad + (b_2 + b_0 a_2 + b_1 a_1) q^{-2} \\ &\quad + \cdots + b_m a_m q^{-(m+l)} \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

의 관계를 이용하여, 식(3.2.4), (4.2.1), (4.2.3), (4.2.5)로부터 다음과 같

이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 u(k) &= \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) - B_P(q^{-1})u(k) \\
 &\quad - q^{-(1-d)} \{ (E(q^{-1}) + qD(q^{-1}))e(k) \} \\
 &= \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}(k) \} \\
 &\quad - \frac{1}{b_0} \{ q^{-1}E(q^{-1}) - D(q^{-1}) \} e(k+d)
 \end{aligned} \tag{4.2.6}$$

식(4.2.6)에서 알 수 있듯이, 출력오차가 없을 경우,  $u(k)$ 는 3장에서 제안된 것과 같이 제어입력 (3.2.11)로 주어짐을 알 수 있다.

#### [정리 4]

오차함수 (2.4.3)에 대해  $k_i$ 는 식(4.2.4)이 적당한 수렴속도를 가지도록 하는 값으로 주어지는 임의의 정수라고 하자. 이때, 시스템 (2.2.1)에 있어, 식(4.2.6)와 같이 주어지는 제어입력은 외란 (2.2.3)하에서 목표치 (2.2.5)에 대해 정상편차 없이 추종하며, 또한 내부 모델 원리를 만족한다.

#### [증명]

식(4.2.6)의 유도과정은 상기에서 보인 것과 같으며, 여기서는 단지 식 (4.2.6)이 내부 모델 원리를 만족하는 제어입력임을 보이도록 한다. 식 (4.2.6)의 제어입력을 다시 정리하여,

$$\begin{aligned}
 B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) &= q^d D(q^{-1})y_m(k) - H(q^{-1})y(k) \\
 &\quad - q^{-1}q^d E(q^{-1})e(k) - q^d D(q^{-1})e(k)
 \end{aligned}
 \tag{4.2.7}$$

단,

$$E(q^{-1}) = q + k_0 + k_1 q^{-1} + \dots + k_m q^{-l}$$

를 얻는다. 식(4.2.7)를 식(3.2.1)에 대입하여 간략하게 하면, 식(4.2.4)와 같이 주어진다. 여기서  $k_i$ 는 오차  $e(k)$ 에 대해 적당한 수렴속도를 가지도록 하는 값, 즉 식(4.2.4)가 안정하게 되도록 주어지는 값이므로, 결국  $k \rightarrow \infty$ 에 대해  $e(k) = 0$ 로 되는 것을 알 수 있다. 따라서 식(4.2.6)은 시스템 식(2.2.1)이 식(2.2.5)와 같이 주어지는 목표치에 대해 정상편차 없이 추종 가능하게 하는 제어입력임을 알 수 있다. ■

[정리 4]는, 시스템 식(2.2.1)의 이산화된 차분방정식으로 표현되는 시스템을 제어대상으로 하여 미지 파라미터인  $a_i, b_j (i=1, 2, \dots, n, j=1, 2, \dots, m)$ 를 실시간으로 추정하면서, 식(2.2.3)과 같은 부하변동하에서도 식(2.2.5)의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 강인한 속도제어가 식(4.2.6)로 실현될 수 있다는 것을 보여 주고 있으므로, 본 서보 제어계의 설계법은 [정의 1]의 내부모델 원리를 만족하고 있음을 알 수 있다

## 4.2.2 플랜트 파라미터가 미지인 경우

계측잡음이 없을 때, 주어지는 제어입력 (4.2.6)은 파라미터가 미지인 경우이므로, 플랜트 파라미터  $\theta$ 를 가조정 파라미터  $\widehat{\theta}^T(k)$ 로 치환하여 제어입력  $u(k)$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{\widehat{b}_0} [D(q^{-1})y_m(k+d) - \widehat{\theta}^T \xi(k)] + \frac{1}{\widehat{b}_0} [q^{-1}E(q^{-1}) - D(q^{-1})]e(k+d) \quad (4.2.8)$$

또는

$$D(q^{-1})y_m(k) = \widehat{\theta}^T \xi(k-d) + \{(q^{-1}E(q^{-1}) + qD(q^{-1}))\}e(k) \quad (4.2.9)$$

식(4.1.13) 또는 식(4.1.14)의 파라미터 조정방법을 결정하기 위한 동정 오차모델은 3.2.2절에서 보여진 방법대로 구성된다. Fig. 4.1에 상기에 보인 서보계 설계법을 보인다.

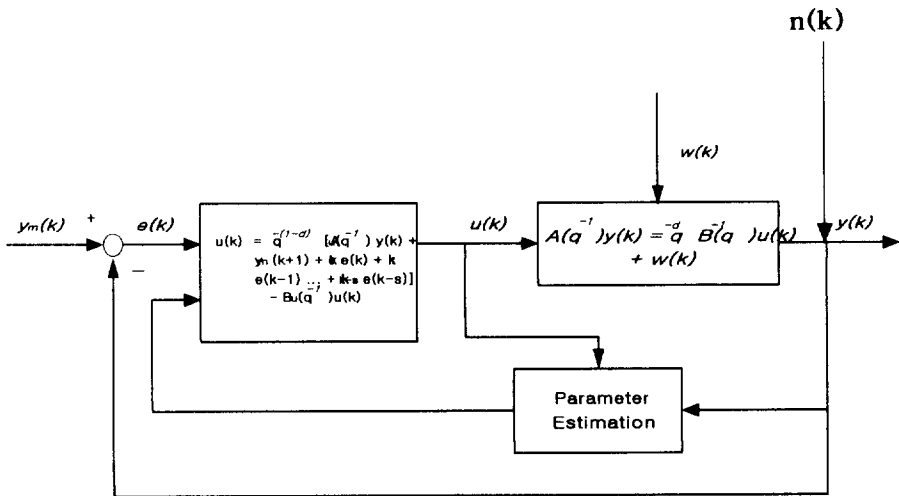


Fig. 4.1 Robust servo controller by self-tuning method for system with known disturbance

## 4.3 자기 동조형 서보 제어기 II

### 4.3.1 플랜트 파라미터가 기지인 경우

실제적인 시스템이 동작하고 있을 경우, 계측 잡음과 같은 외란은 피할 수 없으므로 이것에 의한 영향을 저감시키기 위해 서보 보상기를 구성할 필요가 있다. 본 논문에서는 이와 같은 설계문제의 해결법으로서 다음과 같은 서보 보상기를 설계하도록 한다.

식(3.3.5)의 새로운 입력  $u_n(k)$ 는 다음과 같이 주어진다고 한다.

$$u_n(k) = y_m(k+1) + k_0 e(k) + \dots + k_m e(k-l) \quad (4.3.1)$$

단,  $k_i (i=0, 1, \dots, m)$ 는 다음과 같은 출력오차  $e(k)$ 의 다항식을 만족하도록 주어지는 임의의 정수 값들이다.

$$e(k+1) + k_0 e(k) + \dots + k_m e(k-l) = 0 \quad (4.3.2)$$

또는

$$E(q^{-1})e(k) = 0$$

단,

$$E(q^{-1}) = q + k_0 + k_1 q^{-1} + \dots + k_m q^{-l}$$

식(4.3.2)에서 오차  $e(k)$ 에 대해 적당한 수렴속도를 가지도록 하는  $k_i$ 가 주어 졌다고 하자. 이때,



$$\begin{aligned} \tilde{B}(q^{-1}) = & b_0 + (b_1 + b_0\alpha_1)q^{-1} + (b_2 + b_0\alpha_2 + b_1\alpha_1)q^{-2} \\ & + \dots + b_m\alpha^m q^{-(m+d)} \end{aligned} \quad (4.3.3)$$

의 관계를 이용하여, 식(3.3.4), (3.3.8), (3.3.11), (3.3.12)로부터 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} u(k) = & \frac{1}{b_0} [q^{-(1-d)} [A_u(q^{-1})y(k) + y_m(k+1)] \\ & - B_u(q^{-1})u(k)] - \frac{1}{b_0} q^{-(1-d)} [(E(q^1) + q)e(k)] \\ = & \frac{1}{b_0} [y_m(k+d) - \overline{\theta^T} \xi(k)] - \frac{1}{b_0} [q^{-1}E(q^{-1}) + 1]e(k+d) \end{aligned} \quad (4.3.4)$$

단,

$$A_u(q^{-1}) = \beta_1 + \beta_2 q^{-1} + \dots + \beta_{(n+d)} q^{-(n+d-1)} \quad (4.3.5)$$

$$\begin{aligned} B_u(q^{-1}) = & (b_1 + b_0\alpha_1)q^{-1} + (b_2 + b_0\alpha_2 \\ & + b_1\alpha_1)q^{-2} + \dots + b_m\alpha^m q^{-(m+d)} \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

식(4.3.4)에서 알 수 있듯이, 출력오차가 없을 경우,  $u(k)$ 는 [정리 3]에서 보였던 제어입력(3.3.15)로 주어짐을 알 수 있다  
상기에서 보인 서보계 설계법을 간단히 정리하면 다음과 같다.

#### [정리 5]

$k_i$ 가 식(4.3.2)가 적당한 수렴속도를 가지도록 하는 값으로 주어지는 임의의 정수라고 하자. 이때, 시스템 (2.2.1)에 있어, 식(4.3.4)와 같이 주어

지는 제어입력은 외란 (2.2.3)하에서 목표치 (2.2.5)에 대해 정상편차 없이 추종하며, 또한 내부 모델 원리를 만족한다.

**[증명]**

식(4.3.4)의 유도과정은 상기에서 보인 것과 같으며, 여기서는 단지 식 (4.3.4)가 내부 모델 원리를 만족하는 제어입력임을 보이도록 한다. 식 (4.3.4)의 제어입력을 다시 정리하여,

$$\begin{aligned}
 q^{(1-d)}B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) &= A_u(q^{-1})y(k-1) \\
 &+ y_m(k) + k_0e(k-1) + k_1e(k-2) \\
 &+ \dots + k_me(k-l)
 \end{aligned}
 \tag{4.3.7}$$

를 얻는다. 식(4.3.7)를 식(3.3.2)에 대입하여 간략하게 하면, 식(4.3.2)와 같이 주어진다. 여기서  $k_i$ 는 오차  $e(k)$ 에 대해 적당한 수렴속도를 가지도록 하는 값, 즉 식(4.3.2)가 안정하게 되도록 주어진 값이므로, 결국  $k \rightarrow \infty$ 에 대해  $e(k) = 0$ 로 되는 것을 알 수 있다. 따라서 식(4.3.4)는 시스템 (2.2.1)이 식(2.2.5)와 같이 주어지는 목표치에 대해 정상편차 없이 추종 가능하게 하는 제어입력임을 알 수 있다.



[정리 5]는, 식(2.2.1)의 이산화된 차분방정식으로 표현되는 시스템을 제어대상으로 하여, 식(2.2.3)과 같은 부하변동하에서도 식(2.2.5)의 출력으로 주어지는 목표치에 대해 강인한 속도제어가 식(4.3.4)로 실현될 수 있다는 것을 보여 주고 있으므로, 본 서보 제어계의 설계법은 [정의 1]의 내부모델 원리를 만족하고 있음을 알 수 있다

### 4.3.2 플랜트 파라미터가 미지인 경우

모델화 오차가 존재할 때, 주어지는 제어입력 (4.3.4)는 파라미터가 미지인 경우이므로, 플랜트 파라미터  $\theta$ 를 가조정 파라미터  $\widehat{\theta}^T(k)$ 로 치환하여 제어입력  $u(k)$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{b_0} [y_m(k+d) - \widehat{\theta}^T \xi(k)] + \frac{1}{b_0} [q^{-1}E(q^{-1}) - 1]e(k+d) \quad (4.3.8)$$

또는

$$y_m(k) = \widehat{\theta}^T \xi(k-d) + [q^{-1}E(q^{-1}) - 1]e(k) \quad (4.3.9)$$

식(4.3.8) 또는 (4.3.9)의 파라미터 조정방법을 결정하기 위한 동정오차 모델은 3.3.2절에서 보인 순서대로 구성된다.

## 4.4 시뮬레이션 결과

### 4.4.1 선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과

#### 1) 자기동조형 서보 제어기 I의 시뮬레이션 결과

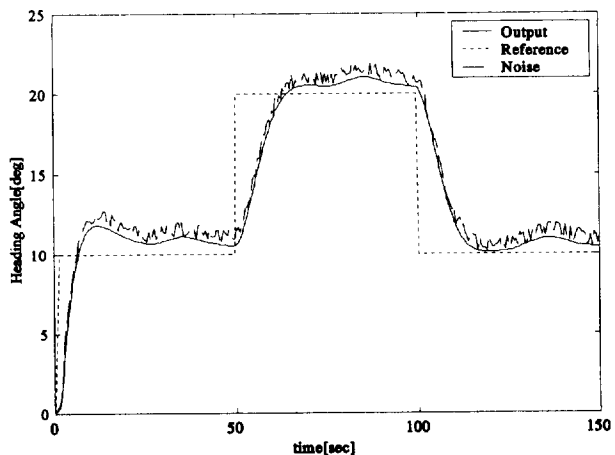


Fig. 4.2 Simulation result of step type disturbance

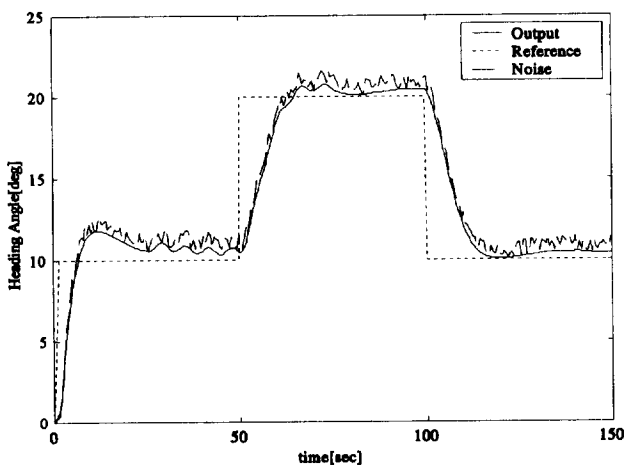


Fig. 4.3 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.2은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다.

Fig. 4.3은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다.

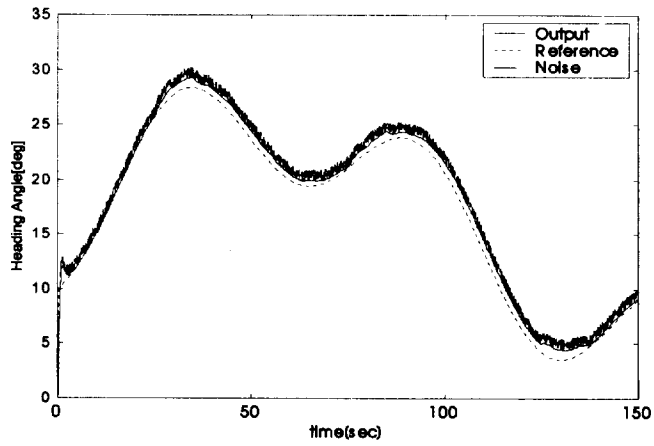


Fig. 4.4 Simulation result of step type disturbance

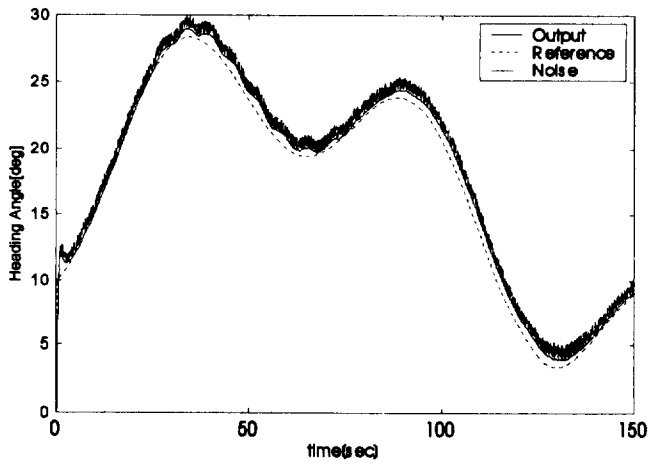


Fig. 4.5 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.4은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다.

Fig. 4.5은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 나타내고 있다.

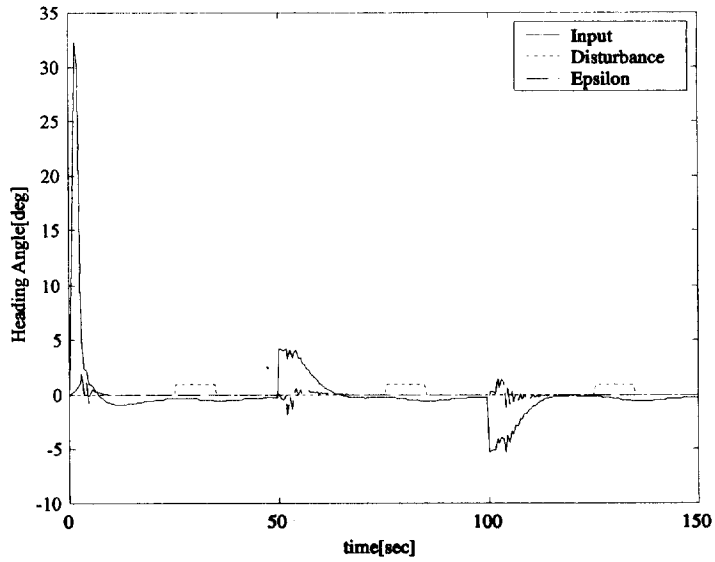


Fig. 4.6 Example of input and tracking error

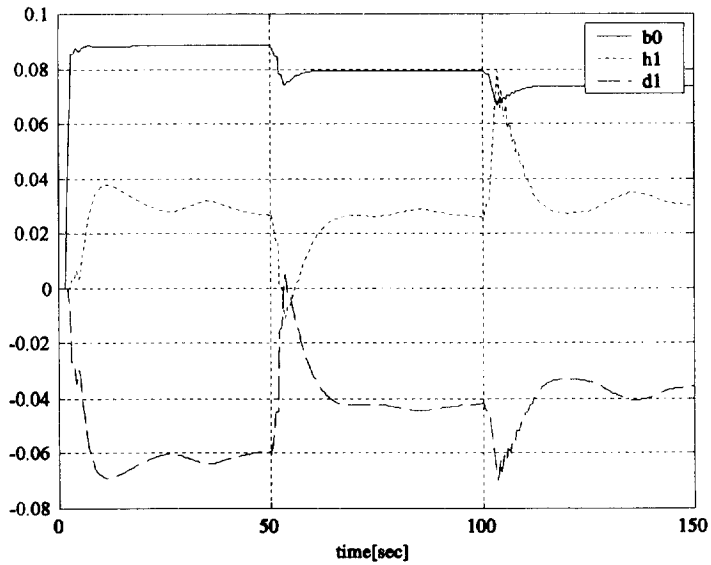


Fig. 4.7 Example of adjusted parameter

Fig. 4.6은 입력과 추종오차의 예를 나타내고 있다. Fig. 4.7은 추종 파라미터의 예를 나타내고 있다.

## 2) 자기동조형 서보 제어기 II의 시뮬레이션 결과

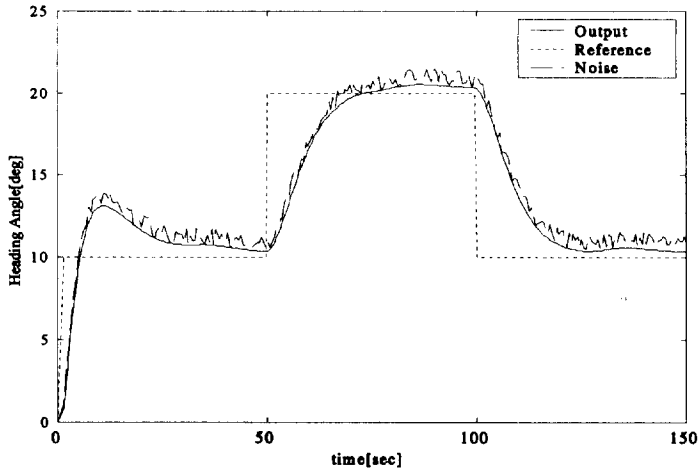


Fig. 4.8 Simulation result of step type disturbance

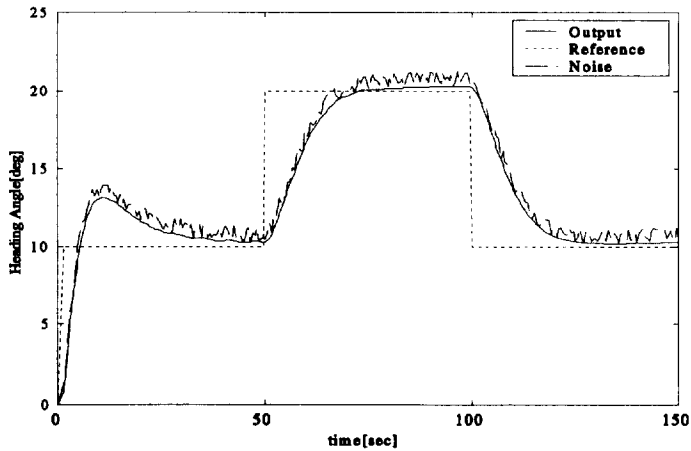


Fig. 4.9 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.8은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 노이즈 영향이 저감됨을 나타내고 있다. Fig. 4.9은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 노이즈 영향이 저감됨을 나타내고 있다.

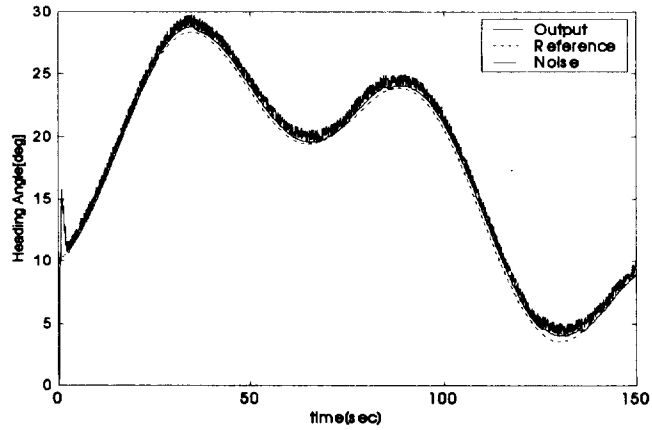


Fig. 4.10 Simulation result of step type disturbance

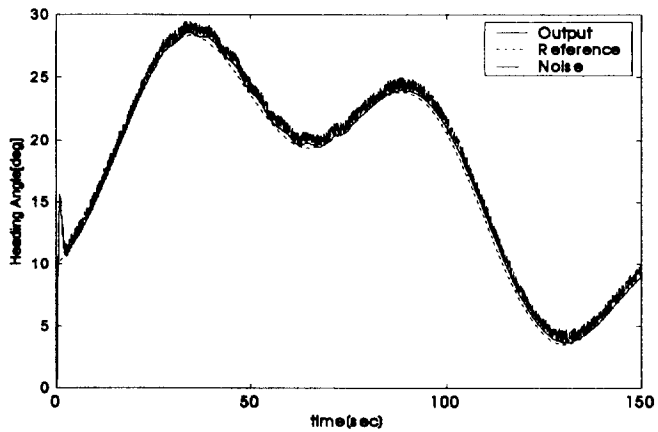


Fig. 4.11 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.10은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 나타내고 있다.  
 Fig. 4.9은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 나타내고 있다.



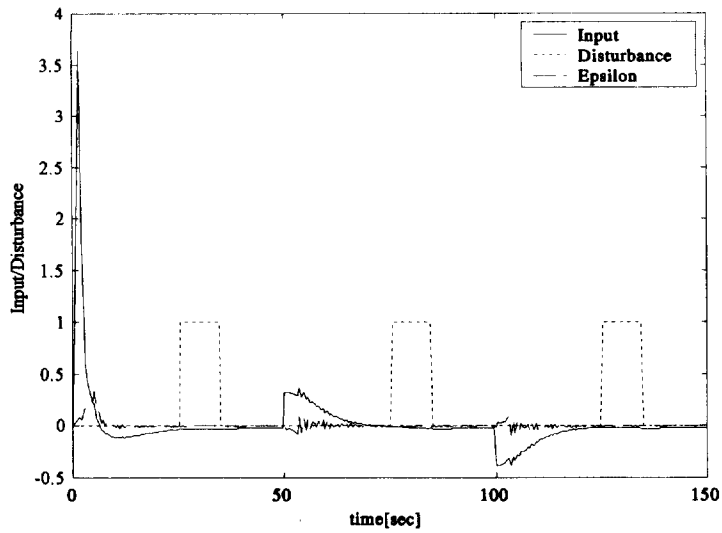


Fig. 4.12 Example of input and tracking error

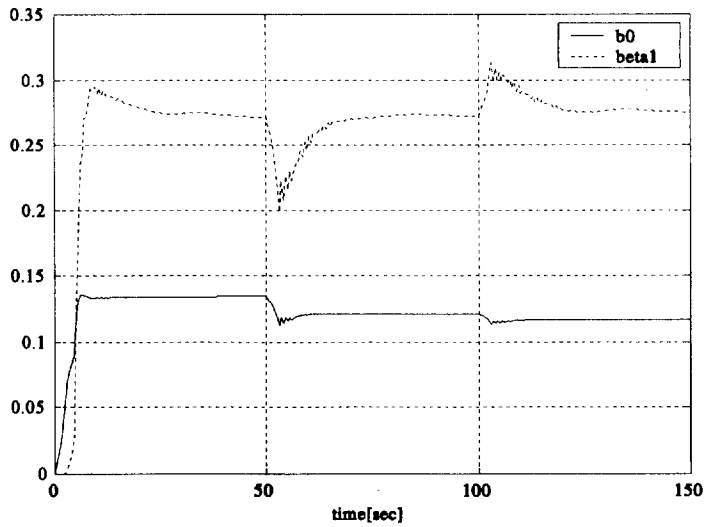


Fig. 4.13 Example of adjusted parameter

Fig. 4.12은 입력과 추종오차의 예를 나타내고 있다. Fig. 4.9은 추종 파라미터의 예를 나타내고 있다.

Fig. 4.2-4.7에 자기동조형 서보 제어기 I에 의한 시뮬레이션 결과를 보인다. PID제어에 의한 결과와 비교를 위해 같은 조건에서 시뮬레이션을 각각 행하였다. 그 결과 PID제어에 비해 오버슈트가 저감되는 효과를 확인할 수 있으며, 외란에 의한 영향이 감소됨을 알 수 있다. Fig. 4.6와 Fig. 4.7은 스텝형의 목표치에 대해 스텝형의 외란이 가해질 경우 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, h_1, d_1$ )를 각각 나타내고 있다.

자기동조형 서보 제어기 II에 의한 선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과가 Fig. 4.8-4.13에 보인다. 서보 제어기 I에 비해 외란에 의한 영향이 많이 저감됨을 알 수 있다. Fig. 4.12과 Fig. 4.13은 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, \beta_1$ )를 각각 나타내고 있다.

#### 4.4.2 항공기 제어용 모델의 시뮬레이션 결과

##### 1) 자기동조형 서보 제어기 I의 시뮬레이션 결과

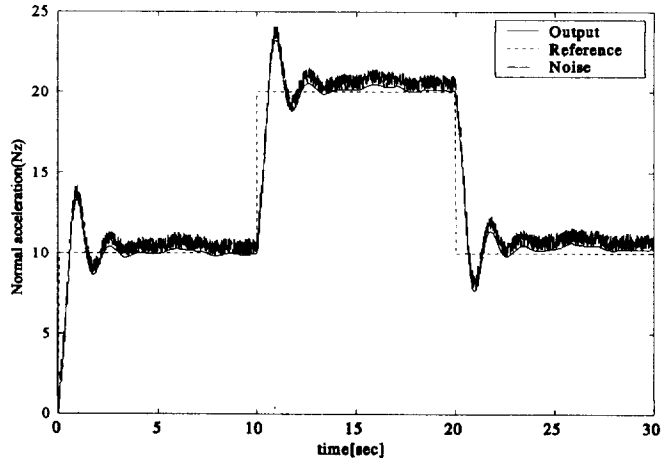


Fig. 4.14 Simulation result of step type disturbance

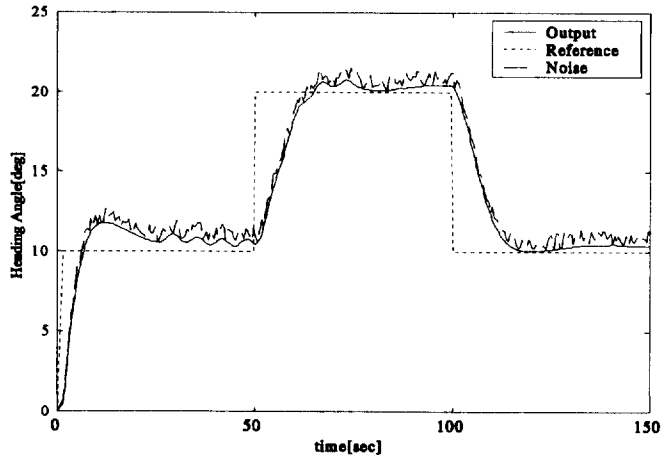


Fig. 4.15 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.14은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 보임을 알 수 있다. Fig. 4.15은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 알 수 있다.

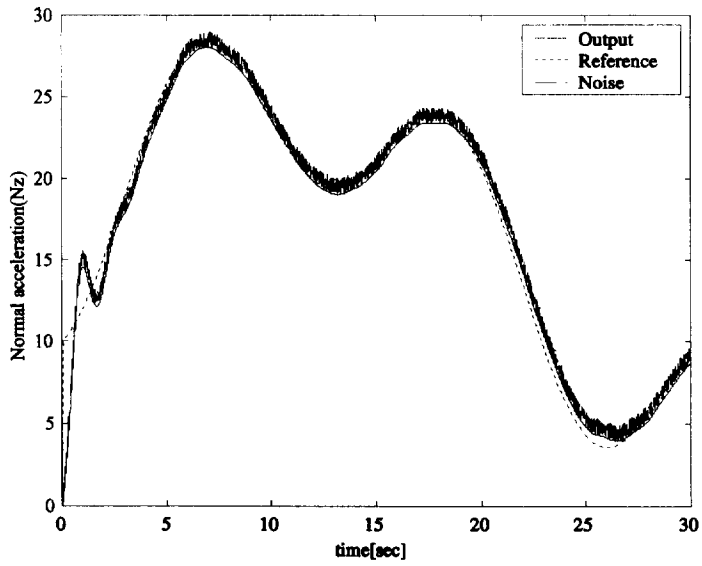


Fig. 4.16 Simulation result of step type disturbance

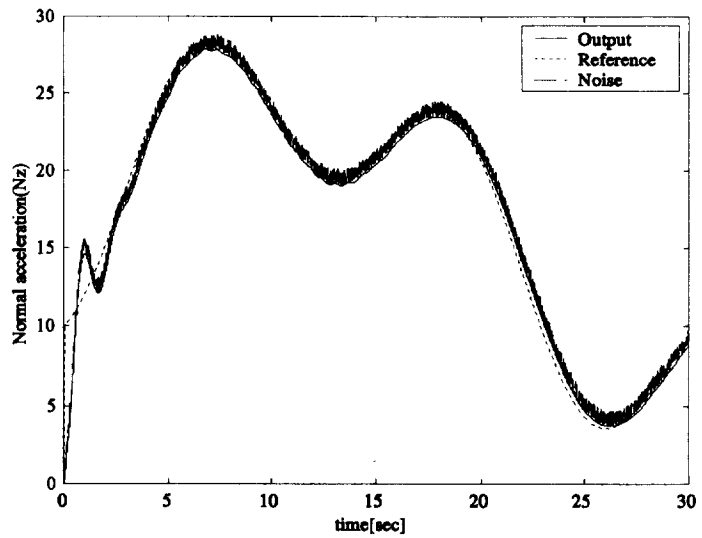


Fig. 4.17 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.16은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 알 수 있다.

Fig. 4.17은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과를 알 수 있다.

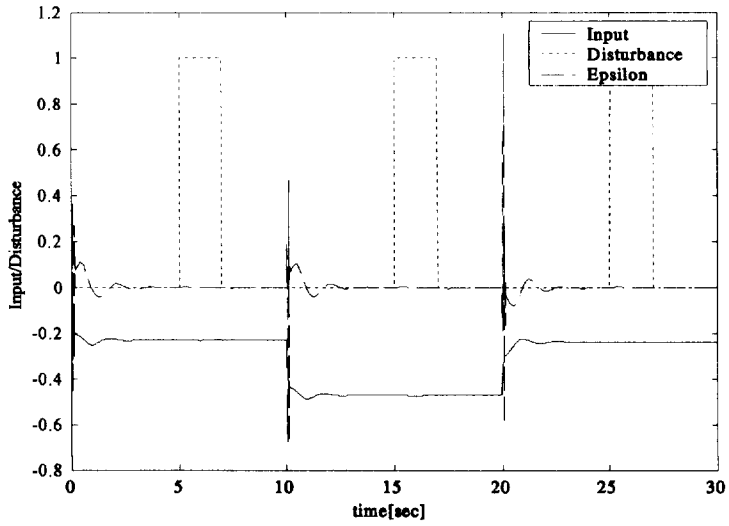


Fig. 4.18 Example of input and tracking error

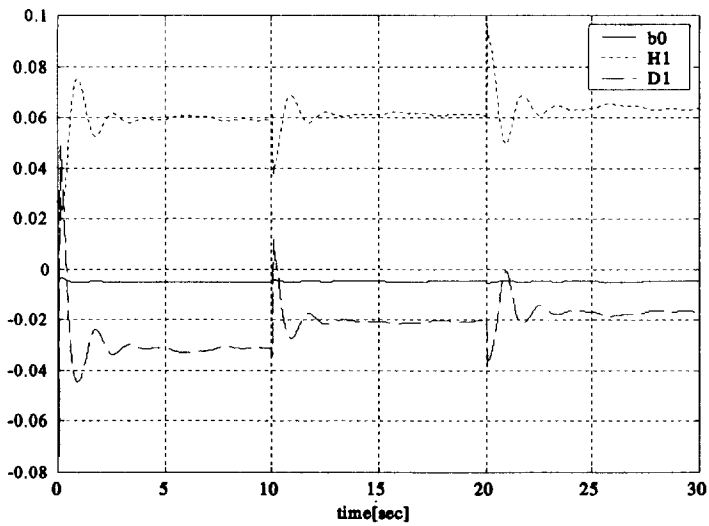


Fig. 4.19 Example of adjusted parameter

Fig. 4.18은 입력과 추종오차의 예를 나타내고 있다. Fig. 4.19은 추종 파라미터의 예를 나타내고 있다.

## 2) 자기동조형 서보 제어기 II의 시뮬레이션 결과

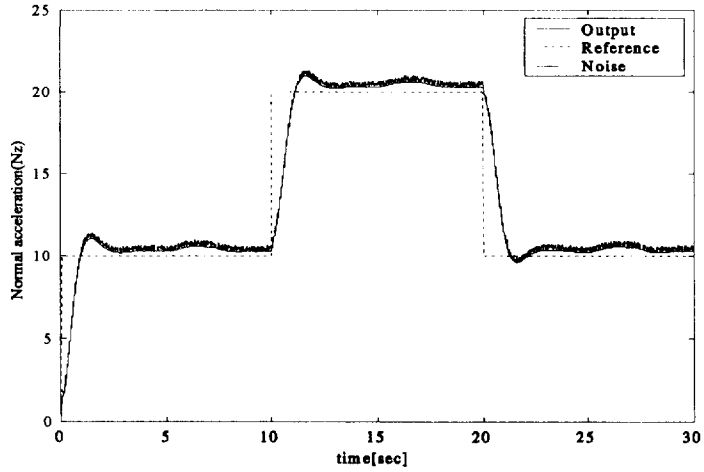


Fig. 4.20 Simulation result of step type disturbance

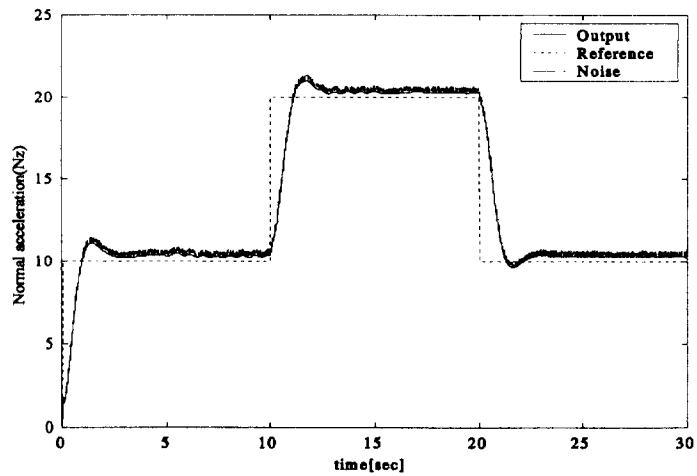


Fig. 4.21 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.20은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 노이즈 영향이 저감됨을 나타내고 있다. Fig. 4.21은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 노이즈 영향이 저감됨을 나타내고 있다.

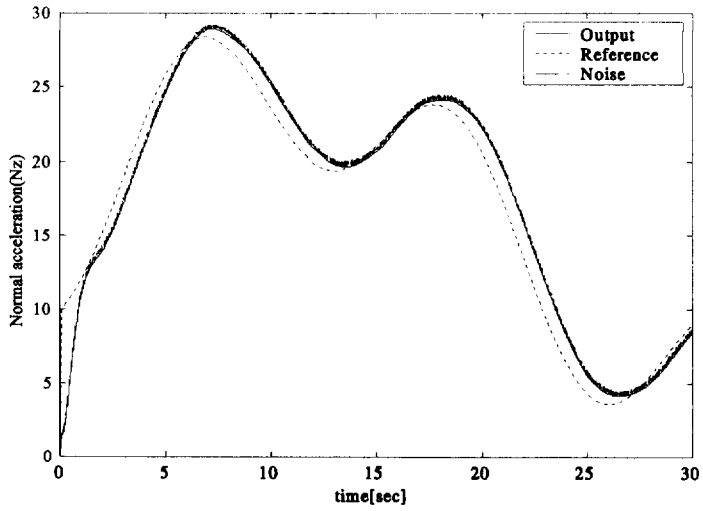


Fig. 4.22 Simulation result of step type disturbance

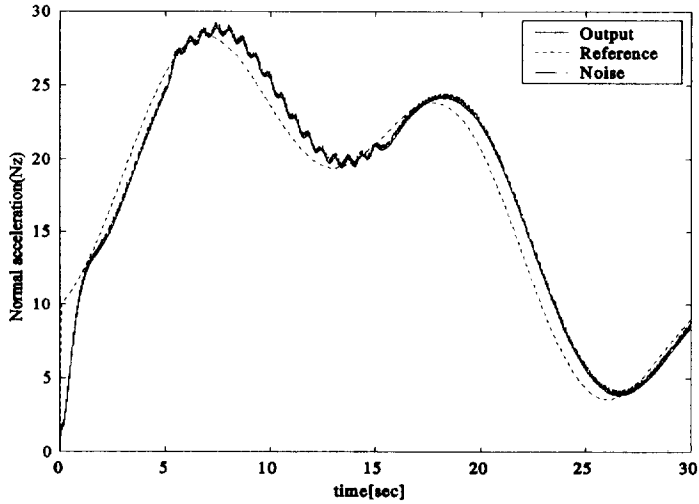


Fig. 4.23 Simulation result of sine type disturbance

Fig. 4.22은 스텝형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 미소한 지연시간이 있음을 보이고 있다. Fig. 4.23은 싸인형태의 외란이 시스템에 적용한 결과 자기동조법 I 보다 5~15sec 노이즈 영향이 저감됨을 나타내고 있다.

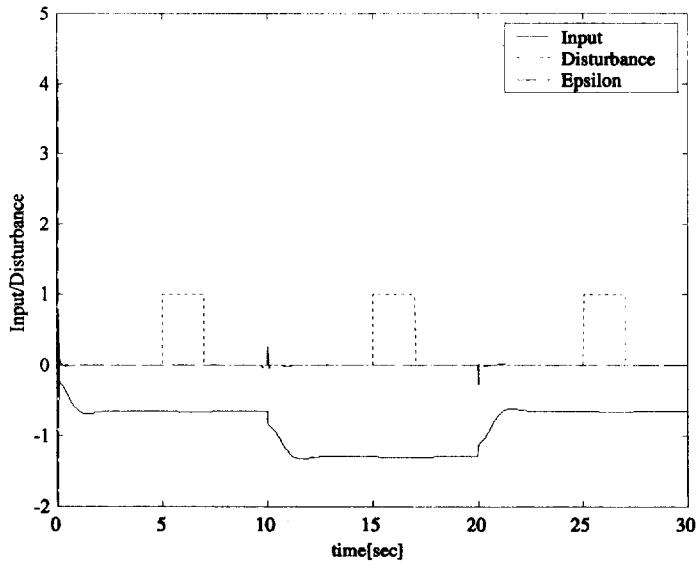


Fig. 4.24 Example of input and tracking error

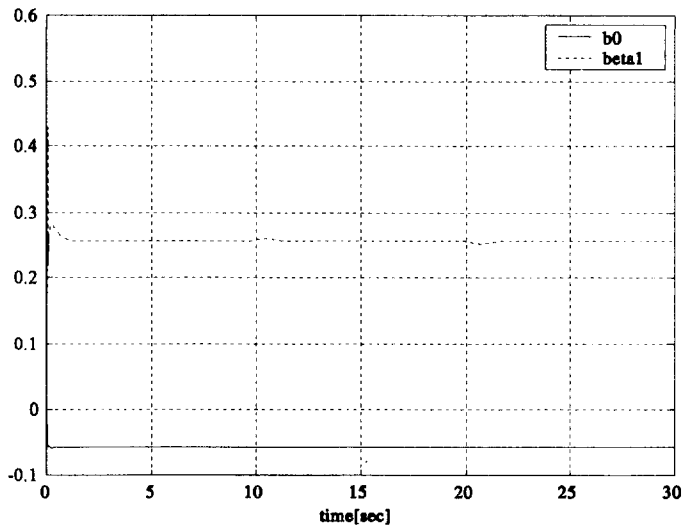


Fig. 4.25 Example of adjusted parameter

Fig. 4.24은 입력과 추종오차의 예를 나타내고 있다. Fig. 4.25은 추종 파라미터의 예를 나타내고 있다.



Fig. 4.14-4.19에 자기동조형 서보 제어기 I에 의한 시뮬레이션 결과를 보였다. PID제어에 의한 결과와 비교를 위해 같은 조건에서 시뮬레이션을 각각 행하였다. 그 결과 PID제어에 비해 오버슈트가 저감되는 효과를 확인할 수 있으며, 외란에 의한 영향이 감소됨을 알 수 있다. Fig. 4.18와 Fig. 4.19은 스텝형의 목표치에 대해 스텝형의 외란이 가해질 경우 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, h_1, d_1$ )를 각각 나타내고 있다.

자기동조형 서보 제어기 II에 의한 선박 제어용 모델의 시뮬레이션 결과가 Fig. 4.20-4.25에 보였다. 서보 제어기 I에 비해 외란에 의한 영향이 많이 저감됨을 알 수 있다. Fig. 4.24과 Fig. 4.25은 시스템의 입력과 추정파라미터( $b_0, \beta_1$ )를 각각 나타내고 있다.

## 4.5 결 언

본 장에서는 플랜트에 계측잡음이 존재할 경우에 대해 서보 보상기를 설계하는 방법을 제안하였다. 변화하는 환경에 적용할 수 있는 능력을 가진 적응제어이론에 의한 제어계 설계법 중의 하나인 자기동조제어법을 이용하여, 외란이나 임의의 목표치 변경하에서도 계측잡음을 포함하는 플랜트가 바람직한 속도제어 특성을 얻을 수 있는 강인한 서보 제어기 설계법을 제안하였다.

계측잡음이 존재하는 플랜트에 대해, Diophantine방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 이용하는 방법과 출력오차 함수를 영으로 되게 하는 기본적 기법을 이용하여 제어입력을 구하는 방법을 제안하였고, 각각에 대하여 파라미터가 기지인 경우와 미지인 경우로 분리하여 제어를 결정하였다. 또한, 계측잡음이 존재할 경우에 대하여 선박과 비행기 제어용 모델에 대한 시뮬레이션을 행하여 제안된 서보계 설계 알고리즘의 유효성을 검증하였다.

## 제 5 장 자기동조법에 의한 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이션의 제어

### 5.1 서 언

R/C 헬리콥터는 소형이면서 영속도 비행(hovering)이나 수직 이착륙이 가능하며, 장난감을 비롯해서 다방면에서 이용되어지고 있다. 헬리콥터도 최근 눈부시게 발달되어 군사목적 뿐만 아니라, 영속도 비행의 특성을 살려 탐사, 운반에 이용되게 되어 보다 고도의 제어칙(control law)에 관한 연구가 필요하다고 할 수 있다. R/C 헬리콥터에서는 실제의 비행기에 비해 기체의 규모가 적기 때문에, 응답의 시정수가 빠르고, 또 메인 로터(main rotor)의 다이내믹스가 기체에 직접 간섭을 주게 되어 조종사가 원격 조종한다는 것은 대단히 어려우므로, 이것을 해결하기 위한 안정화 제어계가 요구된다<sup>[39]</sup>.

본 장에서는 본 논문에서 제안된 서보계 설계 알고리즘을 검증하기 위하여 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터(Helicopter Training Simulator, HTS)의 하드웨어 구조와 제어기 실현을 위한 마이크로프로세서를 보인다. 롤링(rolling), 피칭(pitching), 헨팅(hunting)이 가능한 3축의 짐발(gimbal)을 구성하고 실시간 제어가 가능하도록 마이크로프로세서에서 제어기를 실현하였다. 마이크로프로세서는 C-언어로 제어용 프로그램이 작성되고 실험결과를 PC로 전송하여 저장하는 소프트웨어는 비주얼베이직(Visual Basic 6.0)으로 구성하였다. 또한, HTS에 제안된 서보계 설계 알고리즘을 적용시킨 결과를 보인다.

## 5.2 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 하드웨어구성

### 5.2.1 기계부의 구성

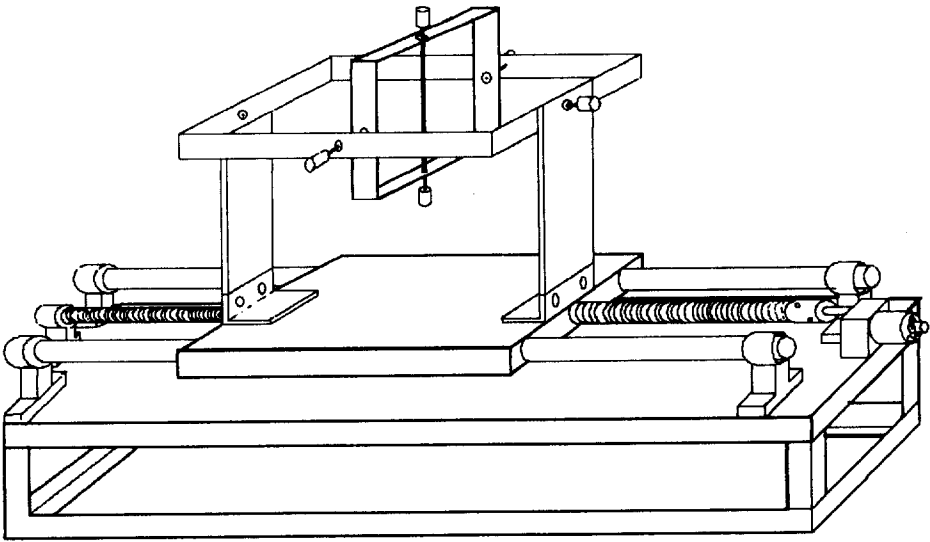


Fig. 5.1 Schematic diagram of helicopter training simulator

Fig 5.1은 본 논문에서 제안된 서보계 설계 알고리즘을 검증하기 위하여 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 하드웨어 구조를 나타내었다. 회전축은 롤링, 피칭 및 헨팅을 위한 모터(DC 12V, 300rpm, 4W)와 그 회전각을 측정하는 포텐쇼메터로 구성되었다. Fig. 5.2에 하드웨어 설계도면을 보인다. Photo 5.1에 실제 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터를 나타내었다.

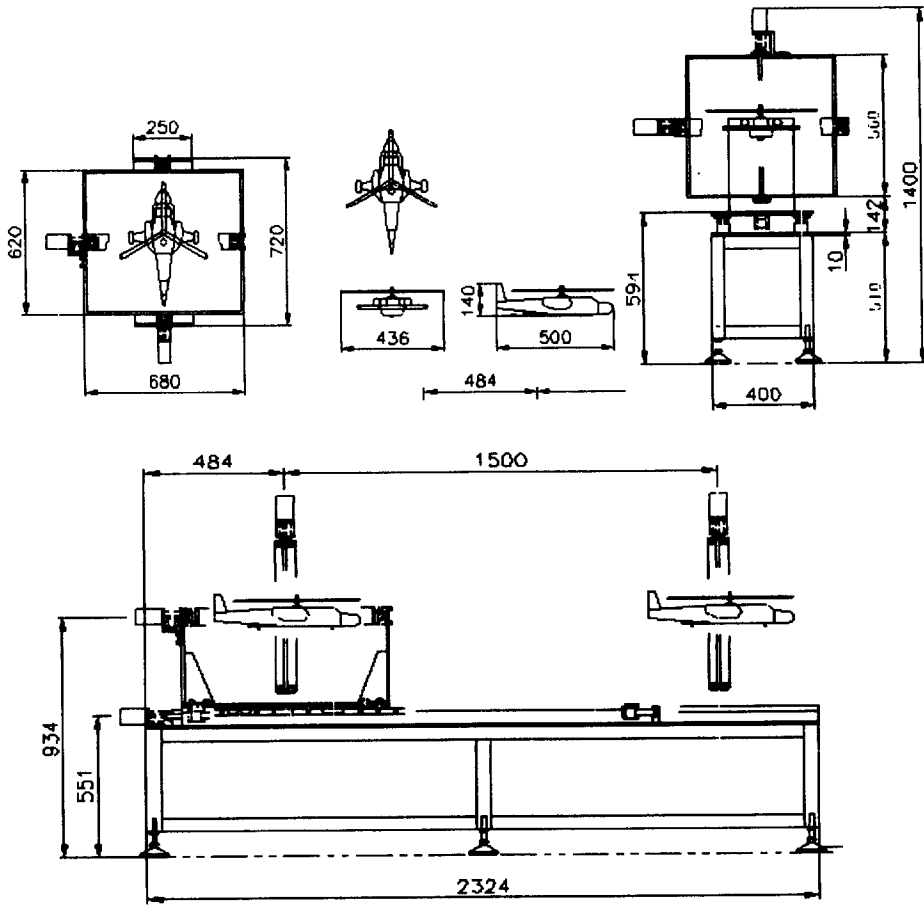


Fig. 5.2 Schematic diagram of helicopter training simulator

Fig. 5.2 는 HTS트레이닝 시뮬레이터장치로서 설계구상은 자이로의 원리를 활용하였다. 자이로는 사용목적에 따른 분류, 계측량에 따른 분류, 자유도의 數에 따른 분류를 생각할 수가 있는데 여기서는 자유도에 따른 분류로서 구상설계를 하였다. 자유도1의 자이로는 rotor축방향이고 자유도2의 자이로는 rotor축이 수평이 되도록 되었고, 자유도3의 자이로( 자유도의 자이로 2축의 조합)는 Stable Platform이라 이름을 붙인다.

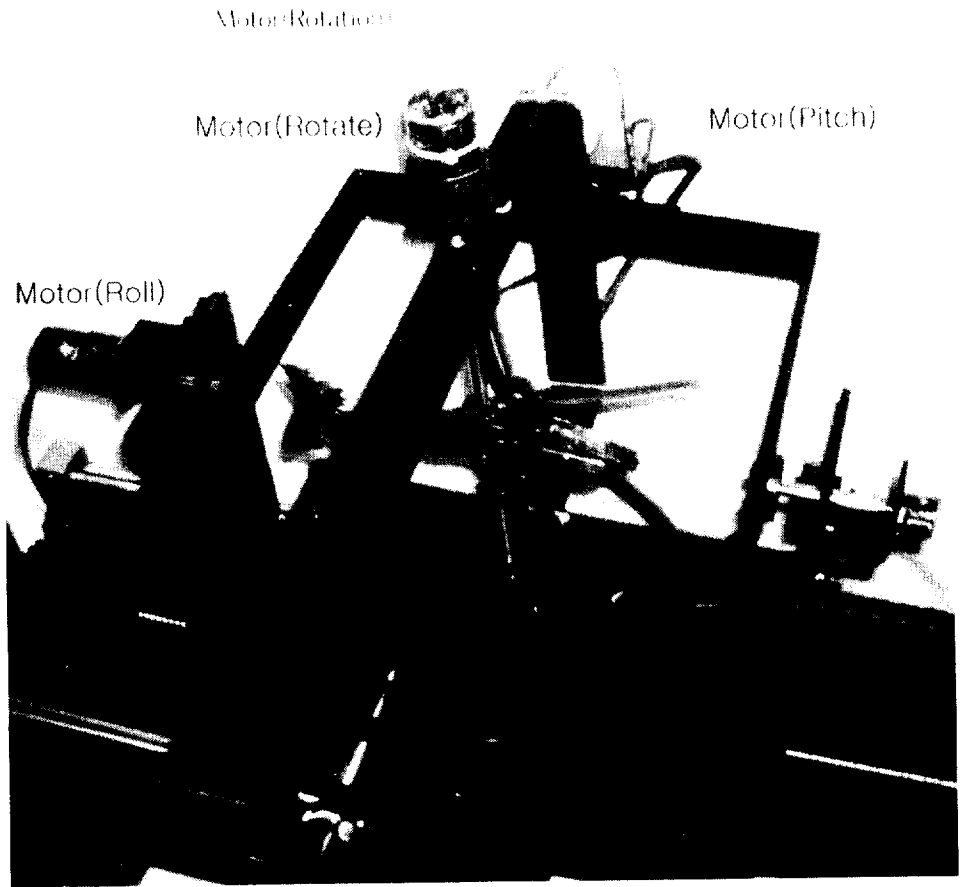


Photo. 1 Developed helicopter training simulator

Photo. 1과 같이 본 실험장치 HTS의 설계도의 개념을 설명하면 먼저 3축이 주어진 회전 방향으로 결정 할 수 있도록 구성되었고 나머지 1축은 직선 방향으로 진행이 가능하도록 되어 있다. 먼저 Spin axis을 중심으로 헬리콥터 모형부분은 spinning rotor로 되어 있고, inner gimbal과 outer gimbal로서 외형의 상측 부분으로 구성되어 있다. 그리고 3축이 회전이 가능하도록 inner gimbal axis과 outer gimbal axis의 형태로 설계되었다. 하부의 고정대(Base surface)는 직선 방향으로 이송이 가능하도록 ball screw를 체결하여 플랜트의 동특성이 구현 가능하도록 구성되었다.

## 5.2.2 제어부의 구성

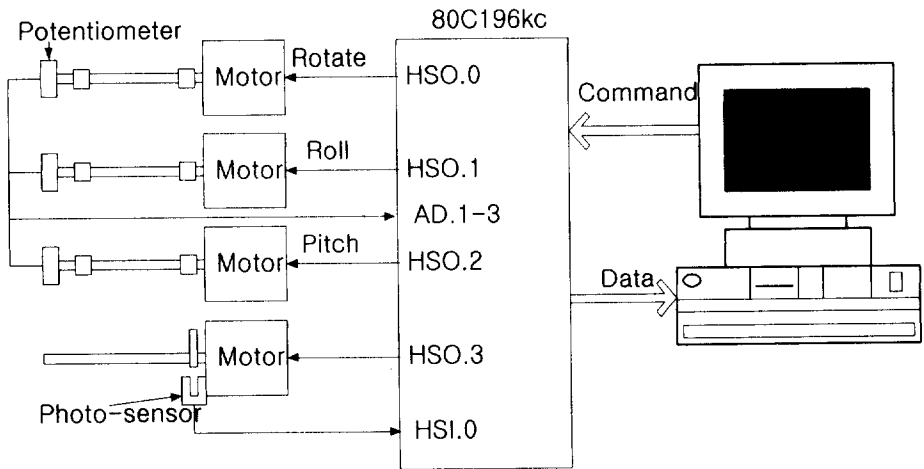


Fig. 5.3 Schematic diagram of helicopter training simulator

Fig. 5.3에 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 제어를 위한 제어부의 구성을 나타내었다. 제어부는 플랜트의 출력을 마이크로프로세서(80C196kc)의 A/D(10bit)기능을 이용하여 측정하고, HSO(High Speed Output) 기능으로 PWM 파형을 모터드라이브로 출력한다. 제어용 프로그램은 C-언어에 의해 구성되었으며, 샘플링 시간은 10ms로 하였다. 또한, RS232C 통신으로 PC에서 시뮬레이터의 상태를 모니터링 할 수 있도록 비주얼 베이직으로 소프트웨어를 구성하였다.

Fig. 5.4와 Fig. 5.5에 마이크로프로세서의 회로도와 모터드라이브 회로도를 나타내었다. 또한, Photo 5.2와 5.3에 실제 제작된 마이크로프로세서 보드와 모터드라이브 보드를 나타내었다.

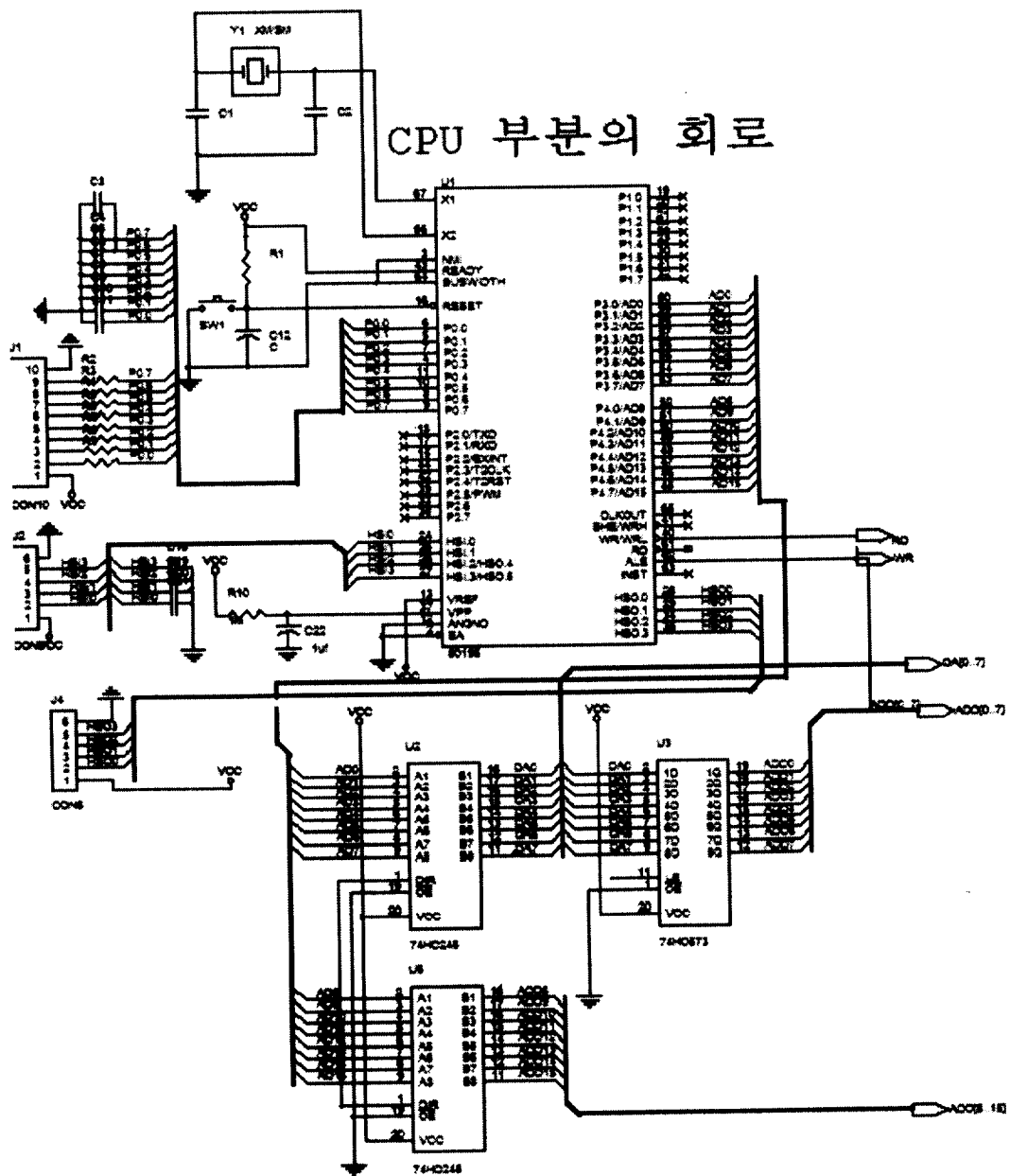


Fig. 5.4 Schematic diagram of microprocessor



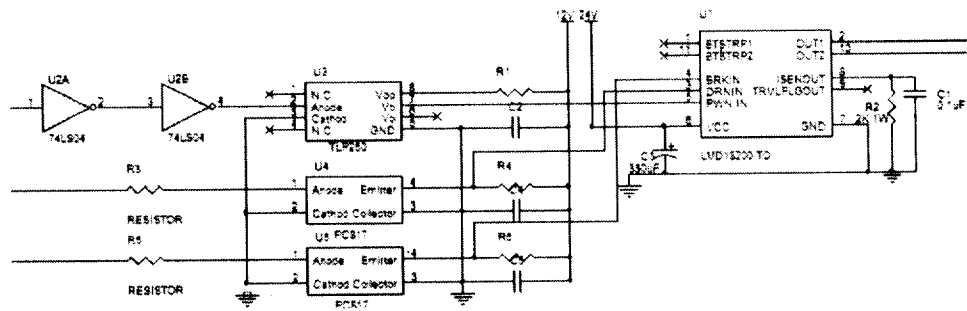


Fig. 5.5 Schematic diagram of motor drive

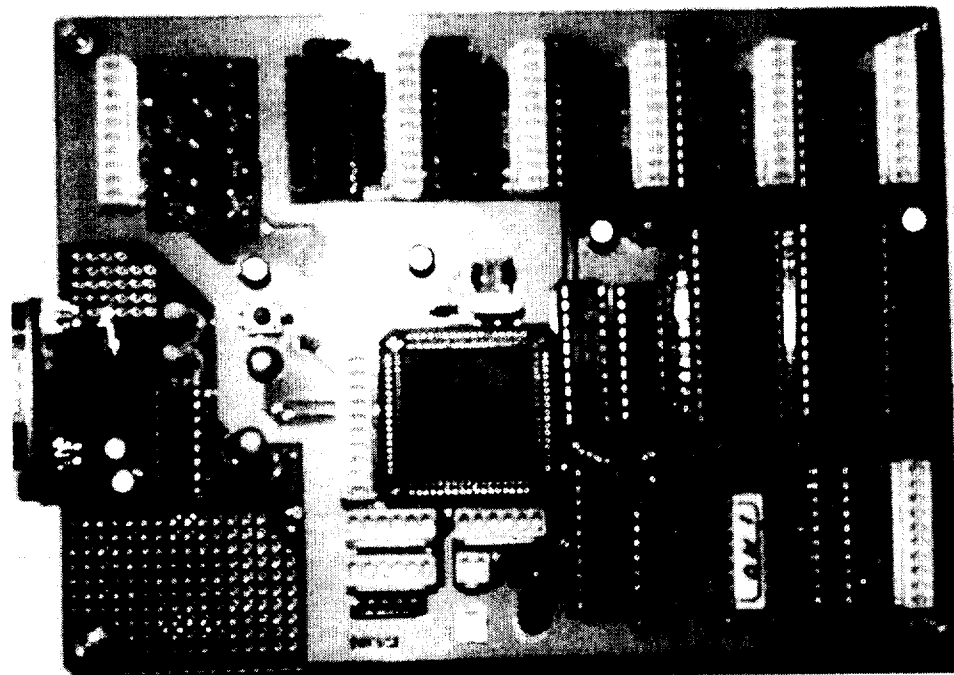


Photo. 5.2 Developed microprocessor board

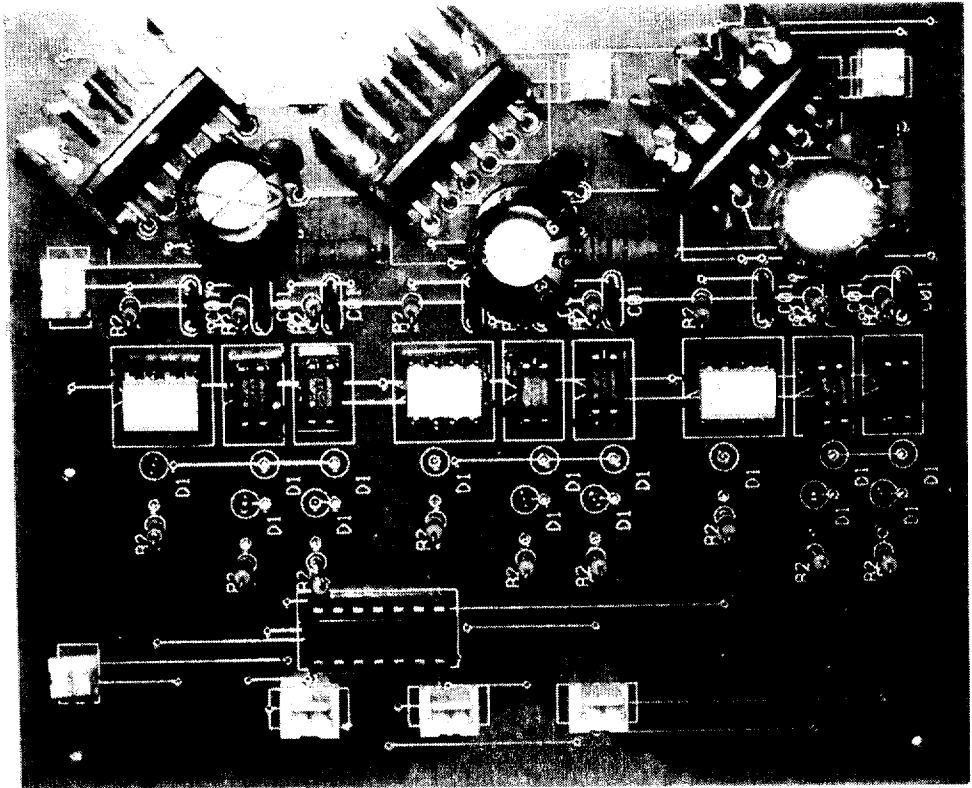


Photo. 5.3 Developed motor drive board

### 5.3 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 모델링

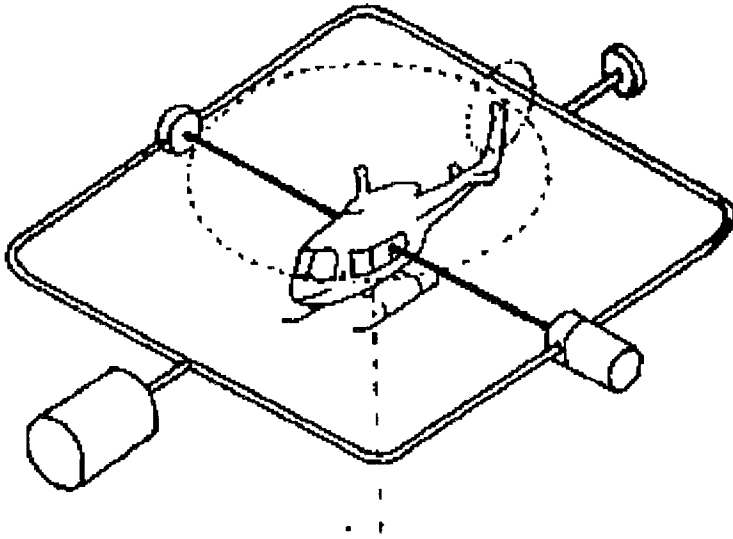


Fig. 5.6 Structure for R/C helicopter training simulator

Fig. 5.6에서 프레임의 무게중심은 中心에 있다고 가정하자. 이때,  $x, y$  축 주위의 운동에너지 및 점성마찰손실에너지는 각각 다음과 같이 주어진다.

1) 운동에너지 (Kinetic energy)

$$T_1 = \frac{1}{2} J_i \dot{\theta}_i^2 \quad (i = 1, 2) \quad (5.3.1)$$

2) 위치에너지 (Potential energy )

$$U_i = \frac{1}{2} \beta_i \theta_i^2 \quad (i = 1, 2) \quad (5.3.2)$$

3) 점성마찰손실에너지

$$D_i = \frac{1}{2} \alpha_i \dot{\theta}_i^2 \quad (i = 1, 2) \quad (5.3.3)$$

Fig. 5.6에서 보인 시뮬레이션의 운동방정식을 유도하기 위해 다음과 같은 Lagrange 운동방정식

$$\frac{d}{dt} \left[ \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial T}{\partial q_i} + \frac{\partial D}{\partial q_i} + \frac{\partial U}{\partial q_i} = U_i \quad (5.3.4)$$

을 이용하도록 한다.

단,

$q_i$ : Parameter ( $i = 1, 2$ )

$T$ : Kinetic energy

$U$ : Potential energy

$D$ : 점성마찰계수

식(5.3.4)에 식(5.3.1),(5.3.2),(5.3.3)을 대입하여 정리하면 다음과 같은 Helicopter Simulator의 운동방정식을 얻을 수 있다.

$$J_i \ddot{\theta}_i = -a_i \dot{\theta}_i - \beta_i \theta_i + b_i u_i \quad (i = 1, 2) \quad (5.3.5)$$

단,

$J_i$  : 등가관성 모우먼트

$\theta_i$  : 회전각

$a_i$  : 등가마찰계수

$\beta_i$  : 등가 탄성계수

$b_i$  :  $u_i$ 로부터 프레임에 작동하는 토오크까지의 gain

$u_i$  : 모터의 입력전압

상태변수를  $x_1 = \theta_1, x_2 = \dot{\theta}_1, x_3 = \theta_2, x_4 = \dot{\theta}_2$ 와 같이 정의하면, 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.3.6a)$$

$$y = Cx$$

단,

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.3.6b)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_{21} = -\frac{\beta_1}{J_1} \quad a_{22} = -\frac{a_1}{J_1} \quad a_{43} = -\frac{\beta_2}{J_2} \quad a_{44} = -\frac{a_2}{J_2}$$

## 5.4 실험 및 결과

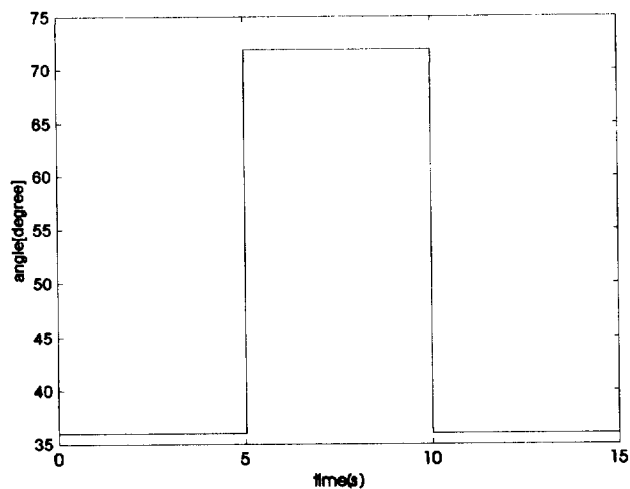


Fig. 5.7 Experimental result for step type reference

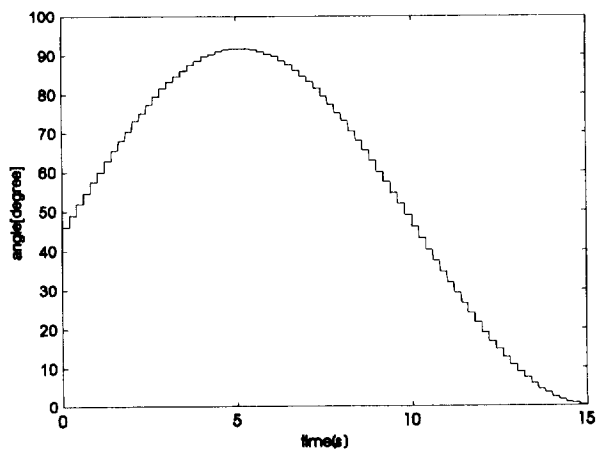


Fig. 5.8 Experimental result for sine type reference

Fig. 5.7은 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. Fig. 5.8은 싸인형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. 특히 계단형으로 표시된 부분은 마이크로프로세서(196)에서 계산된 것을 나타낸다.

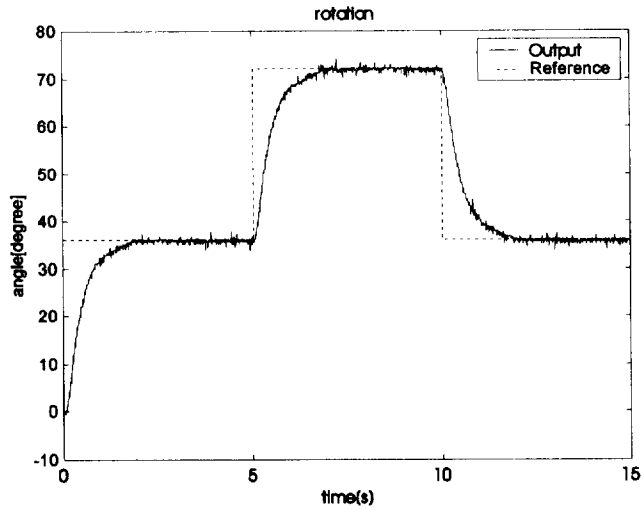


Fig. 5.9 Experimental result for PID controller with step type reference on rotation axis

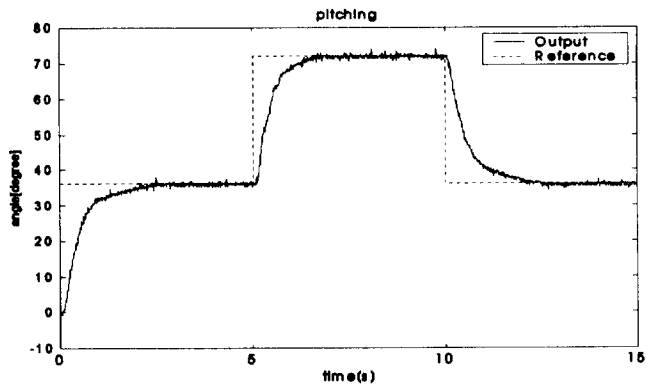


Fig. 5.10 Experimental result for PID controller with step type reference on pitch axis

Fig. 5.9은 rotation 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.  
 Fig. 5.10은 pitch축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.

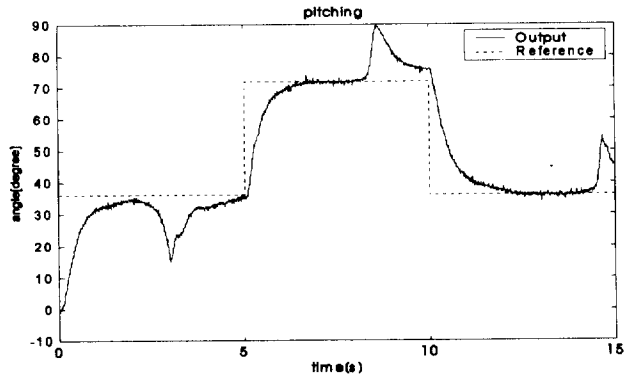


Fig. 5.11 Experimental result for PID controller with step type reference including disturbance on pitch axis

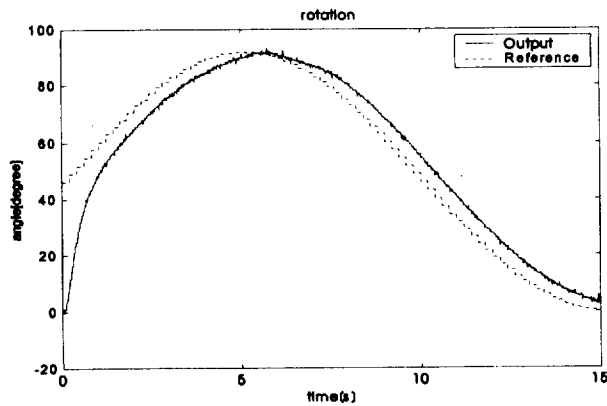


Fig. 5.12 Experimental result for PID controller with sine type reference on rotation axis

Fig. 5.11은 pitch 축에 스텝형태의 목표치 입력이 주어졌을 경우, 강제적인 방법(손)으로 외란을 준 형태를 나타내고 있다. Fig. 5.12는 rotation축의 싸인형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.



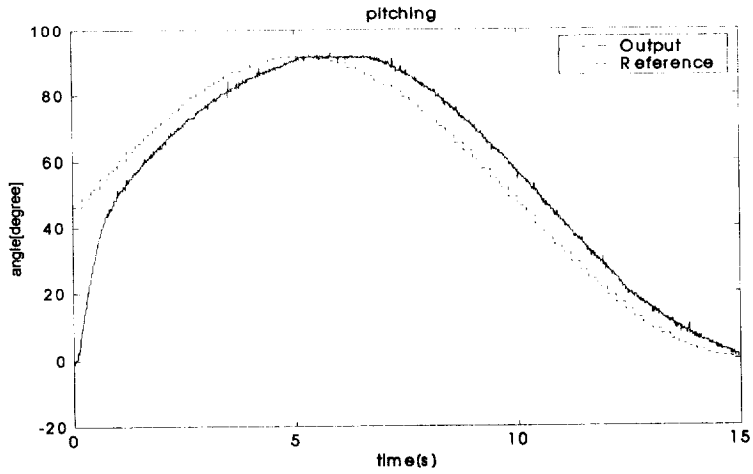


Fig. 5.13 Experimental result for PID controller with sine type reference on pitch axis

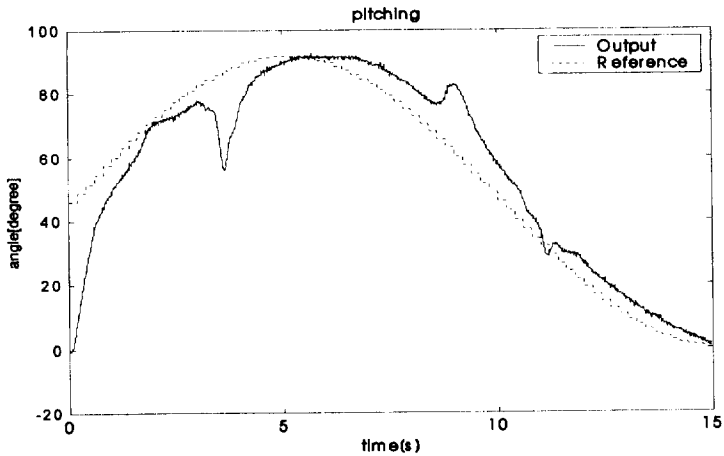


Fig. 5.14 Experimental result for PID controller with sine type reference including disturbance on pitch axis

Fig. 5.13은 pitch 축의 싸인형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. Fig. 5.14은 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력이 주어졌을 경우, 강제적인 방법(손)으로 외란이 가해진 형태를 나타내고 있다.

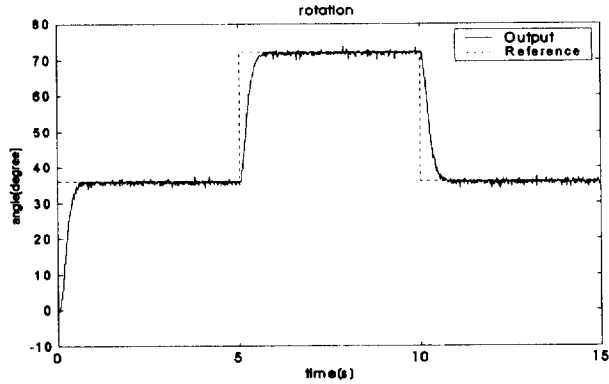


Fig. 5.15 Experimental result for self-tuning controller I with step type reference on rotation axis

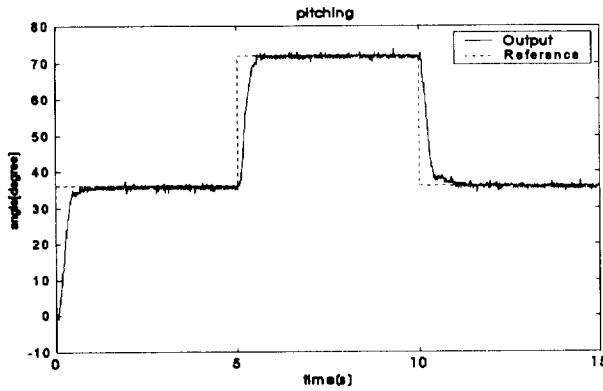


Fig. 5.16 Experimental result for self-tuning controller I with step type reference on pitch axis

Fig. 5.15은 자기동조법 I 에 의하여 rotation 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. Fig. 5.14은 자기동조법 I 에 의하여 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.

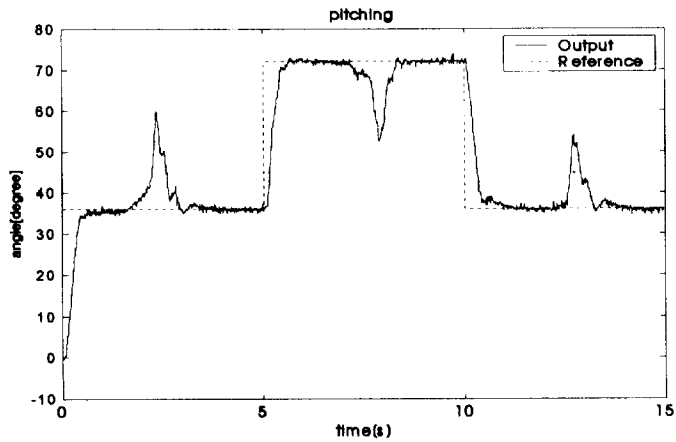


Fig. 5.17 Experimental result for self-tuning controller I with step type reference including disturbance on pitch axis

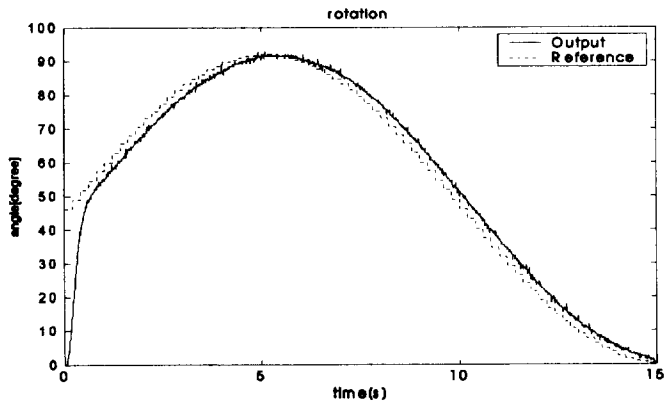


Fig. 5.18 Experimental result for self-tuning controller I with sine type reference on rotation axis

Fig. 5.17은 자기동조법 I 에 의하여 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력에 강제적인 방법으로 외란을 가한 형태를 나타내고 있다. Fig. 5.18은 자기동조법 I 에 의하여 rotation 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다.

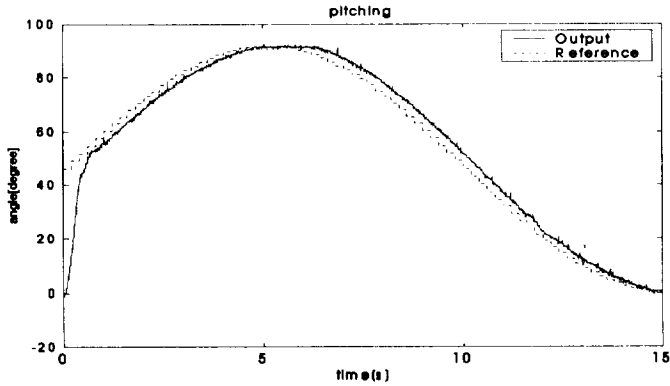


Fig. 5.19 Experimental result for self-tuning controller I with sine type reference on pitch axis

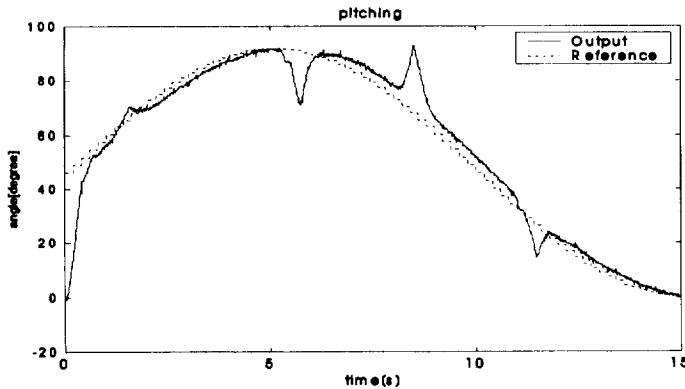


Fig. 5.20 Experimental result for self-tuning controller I with sine type reference including disturbance on pitch axis

Fig. 5.19은 자기동조법 I에 의하여 rotation 축의 싸인형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. Fig. 5.20은 자기동조법 I에 의하여 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력이 주어졌을 경우, 외란을 강제적으로 가한 형태를 나타내고 있다.

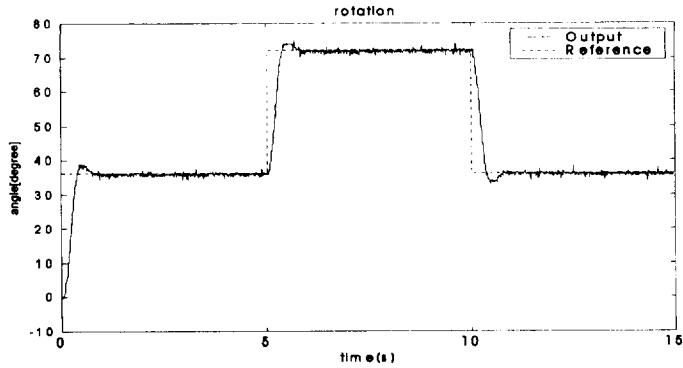


Fig. 5.21 Experimental result for self-tuning controller II with step type reference on rotation axis

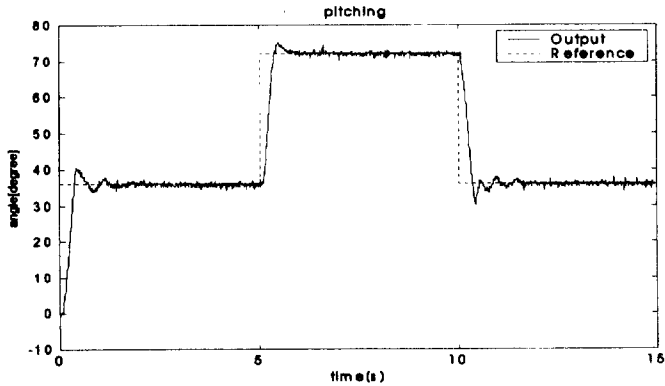


Fig. 5.22 Experimental result for self-tuning controller II with step type reference on pitch axis

Fig. 5.21은 자기동조법 II에 의하여 rotation 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. 자기 동조법 I에 비하여 5~7,10sec부근에서 오버슈트가 미소 발견되고 있다. Fig. 5.22은 자기동조법 II에 의하여 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. 자기 동조법 I에 비하여 5~7,10sec 부근에서 오버슈트가 미소 발견되고 있다.

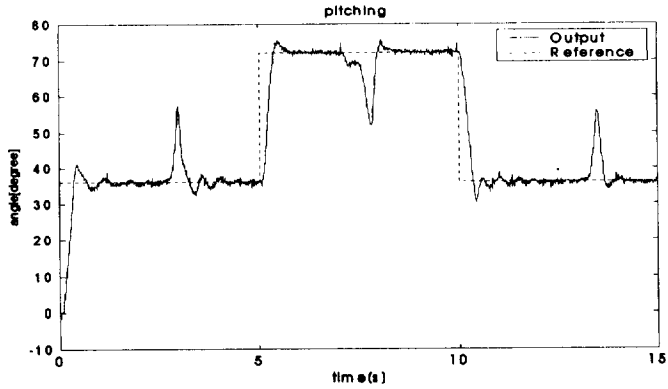


Fig. 5.23 Experimental result for self-tuning controller II with step type reference including disturbance on pitch axis

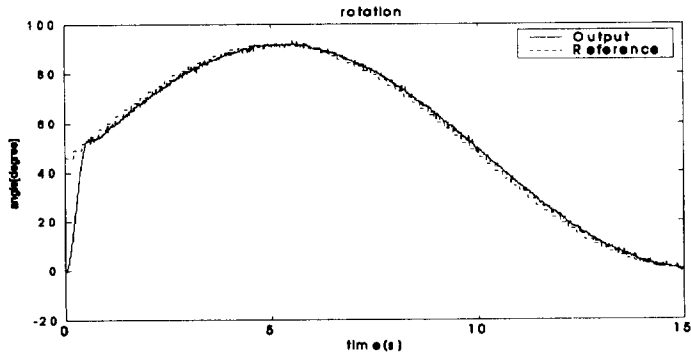


Fig. 5.24 Experimental result for self-tuning controller II with sine type reference on rotation axis

Fig. 5.23은 자기동조법 II 에 의하여 pitch 축의 스텝형태의 목표치 입력에 강제적인 방법으로 외란을 가한 형태를 나타내고 있다. Fig. 5.24은 자기동조법 II 에 의하여 rotation 축의 스텝형태의 목표치 입력을 나타내고 있다. 자기동조법에 의해 외란의 영향이 현저하게 줄어드는 것을 실험으로 확인하였다.

## 5.5 결 언

본 장에서는 본 논문에서 제안된 외란에 강인한 서보계 설계 알고리즘을 R/C 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터로서 응용대상으로 하여 실험하였다. 서보계 설계 알고리즘을 검증하기 위하여 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터의 하드웨어 구조를 보이고 제어기 실현을 위한 마이크로프로세서를 구성하였다. 롤링(rolling), 피칭(pitching), 헌팅(hunting)이 가능한 3축의 짐발(gimbal)을 구성하고 실시간 제어가 가능하도록 마이크로프로세서에서 제어를 실현하였다. 마이크로프로세서는 C-언어로 제어용 프로그램이 작성되고 실험결과를 PC로 전송하여 저장하는 소프트웨어는 비주얼베이직(Visual Basic 6.0)으로 구성하였다. 또한, HTS에 제안된 서보계 설계 알고리즘을 적용시킨 결과를 보인다. 주어진 목표치에 추종하는 강인성을 가진 제어계가 구성됨을 확인 할 수 있었으며, 보다 실제적인 제어계 설계를 위해 유효하게 응용될 것으로 기대된다.

## 제 6 장 결 론

본 논문에서는, 자기동조 제어법을 응용하여, 외란이나 목표치가 기지의 차분다항식 형태로 주어진 경우, 페루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 갖게 하는 강인한 서보 제어기 설계법을 제안하였다. 응용적인 측면에서 제어계를 설계한다고 하면, 대부분은 서보계 설계법에 기초하여 실제 시스템이 주어진 목표치에 추종하도록 제어기를 설계하게 된다. 서보 시스템은 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가져야만 효과적인 설계법이라 할 수 있다.

본 논문에서 연구된 결과를 요약하면 다음과 같다.

제2장은 이산화된 차분 다항식으로 표현된 이상적인 플랜트 모델을 가정하고, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계 알고리즘을 적용할 수 있도록 선박 및 비행기 모델을 도입하였다. 또한, 기지의외란과 주어진 안정한 목표치 다항식을 이용하여 최소공배다항식을 정의하여 시스템에 작용(operating)하였다. 그리고 주어진 기지의외란에서도 목표치에 대해 강인하게 추종할 수 있는 서보계 설계를 위한 오차함수를 정의하였다. 또한, 본 논문에서 제안되는 서보계 설계 알고리즘을 적용하여 그 유효성을 검증 할 수 있는 선박 및 비행기 모델을 구성하였다.

제3장은 이상적으로 플랜트에 계측잡음이 없을 경우에 대한 서보계 설계 방법을 보였다. 첫째, Diophantine방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 도입함으로써 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하는 방법과 둘째, 출력 오차함수를 영으로 되게 하는 기본적인 기법을 응용하여 제어입력을 구하는 방법이다. 또한 제어기 구조를 결



정하기 위해 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 하였다. 그리고, 선박과 비행기 시스템에 대한 시뮬레이션을 통하여 제안된 서보계 설계 방법의 유효성을 검증하였다.

제4장은 Diophantine 방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분다항식을 도입함으로써 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하는 방법과 이산화된 차분 다항식으로 표현된 시스템을 도입하여 출력오차를 영으로 되게 하는 제어입력을 구하는 방법으로서 계측잡음이 존재할 경우에 대해 출력오차, 플랜트 파라미터와 기지신호를 이용하여 서보 보상기를 설계하여 오차를 영으로 되도록 하는 제어입력을 구하는 또 하나의 방법이고, 미지의 플랜트 파라미터의 경우에 가조정 파라미터를 이용하여 제어칙을 결정하는 방법을 검토하였다. 끝으로 sine wave의 외란을 포함한 항공기 시스템모델을 본 논문에서 제안된 방법에 적용시켜 시뮬레이션을 통하여 본 제어기 설계법의 유효성을 검증하였다.

제5장에서는 본 논문에서 제안된 서보계 설계 알고리즘을 검증하기 위하여 제작된 헬리콥터 트레이닝 시뮬레이터(Helicopter Training Simulator, HTS)의 하드웨어 구조와 제어기 실현을 위한 마이크로프로세서를 보였다. HTS의 설계도는 먼저 3축이 주어진 회전 방향으로 결정할 수 있도록 구성되었고 나머지 1축은 직선 방향으로 진행이 가능하도록 구성하였다. 먼저 Spin axis을 중심으로 헬리콥터 모형부분은 spinning rotor로 되어 있고, inner gimbal과 outer gimbal로 외형의 상층 부분으로 구성되어 있다. 그리고 3축이 회전이 가능하도록 inner gimbal axis과 outer gimbal axis의 형태로 설계되었다. 하부의 고정대

(Base surface)는 직선 방향으로 이송이 가능하도록 ball screw와 체결되었어서 플랜트의 동특성이 구현 가능하도록 구성되었다. 따라서 HTS는 헬리콥터가 동특성에서 보면 롤링(rolling), 피칭(pitching), 헌팅(hunting)이 가능하도록 3축의 짐발(gimbal)을 구성하였다. 실시간 제어가 가능하도록 마이크로프로세서에서 제어를 실현하고 실험 결과를 PC로 전송하는 소프트웨어를 구성하였다. 또한, HTS에 제안된 서보계 설계 알고리즘을 적용시킨 결과를 보였다. 그 결과 제안된 알고리즘이 유효하다는 결과를 얻을 수 있었다.

따라서 본 논문에서 제안한 자기동조제어기의 설계는 다양한 제어대상에 대해서도 광범위하게 응용하게 적용이 가능하고 활용가치가 높을 것으로 기대하며, 실제적으로 헬리콥터의 동적인 상태에서 존재하는 시스템의 설계법에 대해서는 추후 연구과제로 남겨둔다.

## 참 고 문 헌

- [1] Astrom, K.J. and Wittenmark, B. "On Self Tuning Regulator", Automatica, vol. 9, pp.185-199, Mar. 1973.
- [2] Astrom, K.J. and Wittenmark, B. "Self Tuning based on Pole-Zero Placement", Proc.IEE.27, pp.120-130,1980.
- [3] Hassan K. Khalili, Nonlinear Systems, 2nd ed. Prentice Hall,1996.
- [4] K. Youcef-Toumi and S-T. Wu, "Input/Output linearization Using Time Delay Control", Transactions of the ASME, vol. 114, pp,10-19, 1992.
- [5] P. A. Ioannou and J. Sun, Robust Adaptive Control, Prentice Hall, 1996.
- [6] Jean-Jacques E. Slotine and J. K. Hedrick, "Robust Input-Output Feedback Linearization", Int. J. Control, Vol.57, No.5, pp.1133-1139, 1993.
- [7] Karl Johan Astrom and Bjorn Wittenmark, "Adaptive Control", Addison Wesley, pp. 124-131, 163-211, 1989.
- [8] I. D. Landau, "Adaptive Control-The Model Reference Approach, Marcel Dekker, 1979.
- [9] I. D. 랜다우, 富塚誠義, 適應制御システムの理論と實際, オーム社, 1981.
- [10] 金井, 内門, "ロバスト適應制御", 計測と制御, Vol. 26, No.5, pp. 406-412, 1987.

- [11] K. J. Astrom & B. Wittenmark, "Adaptive Control" , Addison-wesley co., 1989.
- [12] Clarke, D.W. and Gawthrop, P.J. "Self-tuning Controller", proc. IEE, Vol.122, No.9, pp.929-934, 1975.
- [13] Clarke, D.W. and Gawthrop, P.J. "Self-tuning Control", proc. IEE, Vol. 126, No.6, pp.633-640, 1979.
- [14] Astrom, K.J. and Wittenmark, B. "Adaptive Control", Addison Wesley, 1989.
- [15] Goodwin, G.C. and Sin, K.S. "Adaptive Filtering Prediction and Control", Prentice Hall, 1984.
- [16] Gawthrop, P.J. " A Continuous-time Self-tuning Control", Vol 1, design, Research studies press, 1987.
- [17] Gawthrop, P.J. " Self-tuning PID Controllers: Algorithm and Implementation", IEEE Trans, Auto. Control, Vol AC-31, No.3, 1986.
- [18] Rohrs, C.E. etc, "Robustness of Continuous Time Adaptive Control in the Presence of Unmodeled Dynamics", Trans.IEEE, Vol AC-30, pp. 881-889, 1985.
- [19] Egardt, B. "Unification of Some Continuous Time Adaptive Control Schemes", IEEE Trans. Auto. Control AC-24, pp. 540, 1980.
- [20] Gawthrop, P.J. "Some Interpretation of the Self-tuning Controller", Proc. IEE 124(10)., pp.889-894, 1977.

- [21] Gawthrop, P.J. "Hybrid Self-tuning Controller", Proc. IEE 127(5) pp. 229-236, 1980.
- [22] 김상봉, 전봉환, 정석근, "자기동조법에 의한 유도전동기의 강인한 속도제어계설계", 『한국정밀공학회지』, 제12권 제8호, pp.168-175, 1995.8.
- [23] 김상봉, 박순실, "강인한 서보계 설계와 R/C 헬리콥터 트레이닝시 플레이더 제어에의 응용", 『대한기계학회논문집』, 제15권 제2호, pp.496-506, 1991 .
- [24] 中溝高好, "最小二乗法と線形回帰", コンピュートロール, Vol.23, pp. 53-58, コロナ社, 1983.
- [25] 大山添弘, 工藤 清, 岡本浩辛, 藤尺 巖, "現代制御理論に基づいたデジタル制御系設計法", インターフェース, No.116, pp. 215-240, 1986.
- [26] 寺尾, 金井, "ロバスト適応制御入門", オーム 社, 1989.
- [27] F. A. Cameron and D. E. Seborg, "A Self-Tuning Controller with PID Structure", Int. J. Cont., Vol.38, No.2, pp. 401-417, 1983.
- [28] Madan G Singh, "System & Control Encyclopedia", Pergamon Press, Vol 5, pp. 3004-3006, 3406-3410, 1987.
- [29] 内門, 金井, 長, "確定外亂を含む適応制御系設計の多項式代數法による一考察", 計測自動制御學論文集, 24(9), pp. 985-987, 1988.
- [30] 藤井, 水野, "未知確定外亂を考慮した離散時間モデル規範形適応制御", 計測自動制御學會論文集, 21(2), pp. 914-920, 1985.
- [31] K.S. Narendra and A.M. Annaswamy, "Robust Adaptive Control in the Presence of Bounded Disturbances", IEEE Trans.

AC-31(4), pp. 306-315, 1986.

- [32] 内門, 金井, 杉山, “確定的未知外亂を含む離散時間適應制御系の設計”, 計測自動制御學會論文集, 21(2), pp. 131-136, 1985.
- [33] 内門, 金井, “外亂を考慮する連続時間適應制御系の設計”, 計測自動制御學會論文集, 22(6), pp. 706-708, 1986.
- [34] G. C. Goodwin, S. W. Chan, “Model Reference Adaptive Control of System Having Purely Deterministic Disturbances”, IEEE Trans. AC-28(8), pp.855-858, 1983.
- [35] Terawa M., Kanai K. “Enterence to Robust Adaptive Control ”, Ohm, 1990.
- [36] S. B. Kim, J. S. Ha, “Mechanical System Control”, HanMi, 1992.
- [37] S. G. Kim, S. B. Kim, “Experimental Study for Dynamic Positioning Control of Floating Platform by a Servo System Design Method”, 12th Ocean Engineering Symposium, pp.407-412, 1994.
- [38] S. B. Kim, B. H. Jeon, S. K. Jeong, “A Robust Speed Control System Design of Induction Motors Using Self-Tuning Control Method ”, KSPE, Vol. 12, No. 8. pp. 168-175, 1995.
- [39] S. B. Kim, H. U. Ahn, T. K. Yeu, J. H. Suh, “Design of Self-Tuning Type Servo Controller for Systems with Known disturbance”, ICASE, Vol. 6, No. P, pp. 739-744, 2000.

## Publication and Conferences

### A. publication and submissions

1. 김상봉, 안휘웅, “쌍선형변환에 의한 연속시간계의 설계”, 한국어업기술학회지, Vol 25, No 3, pp. 137-142, 1989.
2. 김상봉, 안휘웅, 지식근, “쌍선형변환을 이용한 서보 제어계의 설계”, 한국어업기술학회지, Vol 26, No 1, pp. 81-87, 1990.
3. 이진우, 여태경, 안휘웅, 김상봉, “2자유도 서보제어기를 이용한 크레인의 Anti-sway 제어”, 한국해양공학회지, Vol 12, No 4, pp.117-123, 1998.
4. 김환성, 이충환, 안휘웅, 김상봉, “Sensorless Speed Control of Induction Motor Using Observation Technique”, 한국박용기관학회지, Vol 23, No 1, pp. 96-102, 1999.
5. 김상봉, 안휘웅, 여태경, 서진호, “기지 외란을 가진 시스템의 자기동조형 서보 제어기 설계”, 제어자동화시스템공학회 논문지, Vol 6, No 9, 2000.
6. H.U. Ahn, G.Y. Lee and S.B. Kim, "Design of Self-Tuning Controller with Known Disturbance Rejection and Reference Tracking Characteristics", ICASE(투고중).

## B. Proceedings and Conferences

1. H.U. Ahn, G.Y. Lee and S.B. Kim, "Design of Self-Tuning Controller with Known Disturbance Rejection and Reference Tracking Characteristics", ASIAR(Asian Symposium on Industrial Automation and Robotics) 2001, Bangkok, Thailand, pp. 69-74, 2001.
2. 안휘웅, 김환성, 김상봉, "NC Lathe의 가공오차 저감을 위한 Inner Loop Tuning에 관한 연구", 한국정밀공학회 '98년도 추계학술대회 논문집(1). pp. 89-92, 1998.
3. 안휘웅, 여태경, 김상봉, "무한계도형 이동로봇의 최적경로 설계에 관한 연구", 한국동력기계공학회, '99년도 춘계학술대회논문집, pp.382-387, 1999.
4. 안휘웅, 박순실, 이근유, 김상봉, "자기동조법에 의한 헬리콥터 트래킹 시뮬레이터의 제어", 제어자동화시스템공학회 '01 추계학술대회 논문집, pp. 2015-2018, 2001.



## 감사의 글

본 논문이 완성되기까지 아낌없는 지도와 격려로써 학문의 바른 길을 이끌어 주신 김상봉 지도교수님께 무한한 감사의 말씀을 드리며, 보살피 주신 은혜를 베풀어 가는 마음가짐으로 또 다른 시작을 위한 출발에 임하겠습니다. 그리고 본 논문의 심사과정을 통하여 따뜻한 충고와 조언을 아끼지 않고, 다듬어 주신 부경대학교 최연욱 교수님, 한국해양대학교 하주식 교수님, 오세준 교수님, 김환성 교수님께 진심으로 감사의 말씀을 드립니다. 또한 학위과정 동안, 많은 배려와 격려를 아끼지 않으신 항공기능대학 신길수 학장님, 하영민 처장님, 산학협력과 정인룡 교수님, 김형래 교수님, 전기계측제어과 송대현 교수님, 이영진 교수님, 항공기계과 김효진 교수님, 이강이 교수님, 구세환 교수님 그리고 항공기능대학의 모든 교수님께 감사 드리며, 또한 신승정밀 김명환 사장님께 감사사를 드립니다. 그리고 논문실험을 원활하게 진행될 수 있도록 많은 도움을 주신 이충환 박사님, 김인규 박사님, 연구실 박사과정의 정남수 학생, 박순실 선생, Tien 선생, 감병오 선생, 김성민 선생, 김동규 선생, 논문이 있기까지 모든 것을 같이 해온 이근유 선생, 같이 학위과정을 진행한 김학경 선생님, 그리고 석사과정의 김석렬, 이원기, 김성욱 후배님들을 비롯하여 CIMEC 연구실의 모든 부원에게 감사의 마음을 전합니다.

항상 사랑을 베풀어주시는 어머니, 그리고 이미 고인이 되신 아버지, 장모님과 함께 기쁨을 같이 하고자 합니다. 많은 어려움 속에서도 희망을 잃지 않고 사랑과 격려를 보내 준 사랑하는 아내 김종애씨와 나의 아들 안진형과 함께 이 기쁨을 나누고자 합니다.

2001年 12月 안 휘 응