

工學博士 學位論文

선박용 지향성 *Pedestal*의 추종 및
동요 안정화 제어에 관한 연구

*A Study on the Tracking and Stabilization Control
for Shipboard Directional Pedestals*

指導教授 黃勝郁

2008年 2月

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科

金正權

목 차

<i>Abstract</i>	iii
<i>List of Figures</i>	v
<i>List of Tables</i>	vii
제 1 장 서론	1
1.1 연구배경	1
1.2 연구 내용	2
제 2 장 선박의 운동 및 좌표계 변환	5
2.1 선박의 운동	5
2.2 좌표계 변환	7
2.2.1 좌표계	7
2.2.2 좌표계 변환	8
제 3 장 선박용 NVS의 설계 및 구현	16
3.1 선박용 NVS의 개요	16
3.2 선박용 NVS의 설계	18
3.3 Pedestal의 제어 구조	22
3.4 PCU의 설계	24
3.4.1 센서 인터페이스부의 설계	25
3.4.2 Motion Control part의 설계	31
3.4.3 CPU 인터페이스 및 통신 포트의 설계	33
제 4 장 시스템 파라미터 추정 및 제어	35
4.1 시스템 모델링	35
4.2 RCGA를 이용한 모델 파라미터의 추정	37
4.2.1 최적화 도구로서의 유전알고리즘	37

4.2.2 실수코딩 유전알고리즘	38
4.2.3 저역통과필터 설계	44
4.2.4 파라미터 추정	48
4.3 RCGA 기반의 2 자유도 PID 제어기 설계	51
4.3.1 기존의 PID 제어기 한계	51
4.3.2 2 자유도 PID 제어기 설계	55
제 5 장 시뮬레이션 및 실험결과 검토	62
5.1 실험 환경	62
5.2 PCU의 구현	63
5.2.1 SIU의 구현	63
5.2.2 PCU의 구현	66
5.3 2 자유도 PID 제어기 구현	68
5.3.1 시뮬레이션	68
5.3.2 Pedestal 모델을 이용한 응답실험	75
제 6 장 결론	79
참고문헌	81

A Study on the Tracking and Stabilization Control for Shipboard Directional Pedestals

Jung-Keun Kim

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

ABSTRACT

Due to the increasing demands of today for remote video monitoring and evidence collecting for security, safety and surveillance on every type of marine ships, many types of night vision system(NVS) have been developed as an effective solution.

The design of a NVS needs high precision manufacturing and control technique for a pedestal which a performance searchlight and day/night camera are mounted on. The NVS should has ability of tracking a moving target by the receipt of a set-point change signal from an ARPA(Automatic Radar Printing Aids) radar. In addition to that, it should always maintains directivity angle in spite of the position change and movement of the ship for the most gruelling of marine environments.

In this thesis, it is discussed that the tracking and stabilization of the Shipboard Directional Pedestal(SDP) for the prior step to develop a commercial NVS. A prototype hardware system and a control algorithm for tracking a moving target and stabilizing the pedestal with compensation for 3 ship motions that is, rolling, pitching and yawing with real time are developed. A Pedestal control unit(PCU) based on the two-degree-of-freedom(TDF) PID controller is designed. The

parameters of the TDF PID controller are tuned using the pedestal model and a real-coded genetic algorithm. Compensation requires the transformation of ship motion detected with 2-axes gyro sensors into 2 rotary motion(Elevation, Azimuth). The effectiveness of the proposed system is demonstrated through simulation using real-world data.

List of Figures

Fig. 2.1	6-Degree of freedom motions of ship	5
Fig. 2.2	Rotational motion of ship	6
Fig. 2.3	Displacement of coordinate system	7
Fig. 2.4	Rotation in spherical coordinate system	8
Fig. 2.5	Rigid Motions	9
Fig. 2.6	Rotation in rectangular coordinate system	10
Fig. 2.7	Coordinate transform simulation 1	14
Fig. 2.8	Coordinate transform simulation 2	15
Fig. 3.1	TTM message format of ARPA Radar	16
Fig. 3.2	HDG message format of GYRO	17
Fig. 3.3	GGL message format of GPS	17
Fig. 3.4	Block diagram of the Night Vision System	19
Fig. 3.5	Schematic diagram of the proposed 2-axes Pedestal	20
Fig. 3.6	Specifications and control signals of payloads	21
Fig. 3.7	Control block diagram of the pedestal	22
Fig. 3.8	H/W block diagram of the sensor interface unit	25
Fig. 3.9	Output data waveform of KVH DSP-4000	26
Fig. 3.10	Schematic of the sensor interface unit	29
Fig. 3.11	Processing of sensor data	30
Fig. 3.12	Schematic of PCL 6045 interface	31
Fig. 3.13	Schematic of actuator driving	32
Fig. 3.14	Schematic of CPU board interface	33
Fig. 3.15	Schematic of CPU communication port interface	34
Fig. 4.1	Control Block diagram of NVS Pedestal	35
Fig. 4.2	Block diagram of the controlled Object	36
Fig. 4.3	Operation process of a GA	38
Fig. 4.4	Magnitude curve of measurement signals	46

Fig. 4.5	Standard form for implementing the IIR Filter	47
Fig. 4.6	Configuration for parameter estimation	49
Fig. 4.7	Measured I/O signal	50
Fig. 4.8	Block diagram of a conventional PID control system	51
Fig. 4.9	Set-point tracking response and disturbance rejection response	55
Fig. 4.10	TDF PID Control system for azimuth and elevation control.....	56
Fig. 4.11	Equivalent TDF PID control system	57
Fig. 4.12	Parameter tuning of $F_1(s)$ using a RCGA	60
Fig. 4.13	Parameter tuning of $F_2(s)$ using a RCGA	61
Fig. 5.1	Pedestal test environment	62
Fig. 5.2	Output signals of optic gyro	63
Fig. 5.3	Sensor output format : Elevation axis	63
Fig. 5.4	Sensor output format : Azimuth axis	64
Fig. 5.5	Output signals of SIU	65
Fig. 5.6	PCU test environment.....	66
Fig. 5.7	Output signals of motion board(CW)	67
Fig. 5.8	Output signals of motion board(CCW)	67
Fig. 5.9	Verification of the estimated model	69
Fig. 5.10	Set-point response comparison	71
Fig. 5.11	Disturbance rejection response comparison	71
Fig. 5.12	Verification of the estimated model	73
Fig. 5.13	Set-point tracking response comparison	74
Fig. 5.14	Disturbance rejection response comparison	75
Fig. 5.15	Reference tracking response	77
Fig. 5.16	Disturbance rejection response	77

List of Tables

Table 2.1	Coordinate Transformation Process	12
Table 3.1	Results of structural analysis using Nastran	20
Table 3.2	Output message format of KVH DSP-4000	26
Table 3.3	SIU output message data format	27
Table 4.1	Function of IIR Filter	48
Table 4.2	Optimized parameter sets for $G(s)$	54
Table 5.1	Elevation axis data description	64
Table 5.2	Azimuth axis data description	65
Table 5.3	Parameters according tuning rules	70
Table 5.4	Parameters according tuning rules	73
Table 5.5	Estimated parameters	76
Table 5.6	Parameters according tuning rules	76

제 1 장 서론

1.1 연구 배경

오늘날 지속되는 경제성장은 첨단기술의 발달과 함께 해운의 환경을 끊임없이 변화시키고 있다. 세계 물동량의 98% 이상을 처리하는 선박은 점점 더 대형화·고속화 되고 있다. 이와 더불어 좌초, 침몰, 충돌로부터 운항중인 선박의 안전성을 확보하기 위한 항해 장비들의 선박 내 탑재가 확대되고 있다.

또한 해양이 영토로서의 기능이 점차 중요시되면서, 배타적 경제수역(EEZ) 일대의 어업권의 확보와 해상보안 문제가 세계적인 관심사로 대두되고 있다. 우리나라는 지리적인 특성상 반도에 위치하고 있어, 해상에서 중국, 일본, 북한, 러시아 등과 많은 국제 분쟁의 요소를 가지고 있는 실정으로 이에 대비한 불법어로의 효율적 단속 및 국제 분쟁 해결을 위한 해상감시 시스템의 개발 및 적용이 시급한 실정이다.

선박용 Night Vision System(NVS)는 ARPA 레이더(Radar)로 부터 표적 정보, GYRO로부터 자선의 선수 정보, GPS로부터 자선의 위치 정보를 수신하여 표적까지의 상대방위 및 거리를 도출하고, Pedestal이 표적을 지향, 추적하도록 하는 기능을 갖는다. Pedestal에는 주야간 겸용 CCD, IR 카메라 등이 탑재되며, 이러한 센서에 포착된 영상은 전용 모니터에 전송되어 표시되며, 또한 DVR에 기록된다.

선박용 NVS는 크게 항해용 및 해상 감시용으로 나눌 수 있다. 항해용은 레이더에 포착되지 않는 물체나 근접 해상 상황을 영상으로 관찰하기 위한 장치이며, 해상 감시용은 해상 범죄 행위에 대한 증거물 확보를 위한 장치이다.

선박에서 사용되는 항해 및 감시용 NVS 같은 지향성 장비는 선박의 6 자유도운동(six-degree of freedom)을 실시간으로 보상하는 고정도 동요안정화 기능과 실시간으로 표적을 추적하는 고도의 Tracking 기능이 요구된다.

선박용 NVS를 구성하는 주요 장비인 지향성 Pedestal은 표적을 지속적으로 모니터링하기 위해 빠른 시스템 응답성능과 더불어 해상의 과도, 강한바람 등의 외란에서도 짧은 시간 내에 정상상태로 돌아오는 외란억제 성능이 모두 중요시 되는 시스템이다.

Pedestal의 동요안정화 방식에는 기계적인 구조의 플라이 휠(Fly-wheel)식 관성을 이용하여 수평을 유지하는 수동적 안정화 방식과 선박의 운동을 계측하여 직접적으로 운동 성분을 보상하는 능동적 안정화 방식이 있다. 최근에는 하드웨어 성능과 제어기술의 향상으로 능동적 안정화 방식을 주로 이용하고 있다.

탑재장비, 설치 위치, 제어 방식에 따라 Pedestal의 구조는 다양하게 구현될 수 있으나, Pedestal 구동축의 구조에 따른 좌표계 변환 알고리즘(Coordinate Transformation)이 필요하다. 특히 Pedestal이 요구하는 동요안정화 정도(precision)에 따라 고정도의 차이로 센서 및 고 분해능의 액츄에이터가 요구된다[1-6].

1.2 연구 내용

본 논문은 선박용 NVS의 개발에 관한 내용이다. 본 논문에서는 먼저 선박의 6 자유도 운동을 축 단위로 분해하여 검출하여 선박의 운동을 보상할 수 있는 고정도 2축 구조의 안정화 Pedestal 및 PCU(Pedestal Control Unit)를 설계 및 제작하였다. 구현된 Pedestal은 방위각 및 고각의 구동부를 갖는 2축 구조이며, Pedestal의 구동부는 DD(Direct-Drive) 방식의 서보 모터, 20비트 엔코더 등으로 구성된다. Pedestal의 프레임 재질은 Aluminum 6061을 사용하였으며, 최적 설계를 위하여 탑재 하중이 최대 60Kg일 때 Nastran을 이용하여 구조해석을 수행하였다.

PCU는 Pedestal의 동요안정화 및 표적추적 기능을 수행하게 하는 제어장치로써, ARM 코어의 프로세서, PCL6045 모션 콘트롤 IC, 광 자이로 센서 인터페이스로 구성하였다.

Pedestal의 효율적 제어를 위하여, 제작된 Pedestal의 제어모형을 구하고, 모델과 구현된 Pedestal의 실험 데이터로부터 시스템의 파라미터를 구하여 제어기를 설계하였다.

Pedestal을 구성하는 서보모터 드라이버는 내부에 PI 제어기를 내장하고 있어 외부의 제어기가 필수 사항은 아니지만 모터 축에 걸리는 부하의 관성모멘트가 커질 경우 작은 외란에도 자체 공진주파수에 의해 진동의 가능성이 높다. 안정된 외란억제 성능을 보장하기 위해 서보모터 드라이버 내부의 제어기 게인을 높이는데 한계가 있으며, 이로 인해 서보모터의 응답이 느려지는 단점이 있다.

특히 본 장비에서 사용하는 AC 서보모터는 DD(Direct Drive)타입으로 토크 출력이 일반적인 AC 서보모터보다 수십 배 높은 장점을 지니고 있으며 정밀도 향상을 위해 기계적인 기어 없이 부하를 직접 모터 축에 연결할 수 있다. 하지만 Pedestal 모터 부하축의 하우징의 무게(약 100kg)와 탑재된 각종 감시장비(1000mm Zoom Lens, Day/Night Camera, Laser Searchlight 등)의 무게(약 60kg)를 합하면 약 160Kg으로 내부의 제어루프만 사용할 경우 제어가 불가능할 정도는 아니나, 안정된 제어를 위하여 내부 PI 제어기의 루프 게인(Loop Gain)을 높이는데 한계가 있다.

본 논문에서는 별도로 외부에 2 자유도(Two-Degree-Of-Freedom) PID 제어기를 삽입하여 AC 서보모터의 토크를 최대한으로 사용하면서 원활한 외란억제성과 신속한 설정치 추종성을 동시에 향상시켰으며, 이를 위해 최적화 도구로서 실수코딩 유전 알고리즘(Real-Coded Genetic Algorithms : RCGA)을 이용하였다.

고전적 PID 제어기는 설정치 추종 성능과 외란억제 성능을 동시에 만족하지 못하는 태생적인 한계를 지니고 있다. 본 논문에서는 이러한 한계를 극복하기 위해 2 자유도 PID 제어기 사용한다. 2 자유도 PID 제어기의 동조방법과 제어대상에 따른 파라미터에 관해서는 연구가 되었으나 일반적인 동조규칙에 관해서는 연구가 부족한 바, 본 논문에서는 RCGA를 이용하여 2 자유도 PID 제어기의 최적화를 통해 동조규칙을 유도하였다.

실수코딩 유전알고리즘은 종래의 이진코딩 유전알고리즘과 달리 그 정밀도가 오직 알고리즘을 수행하는 컴퓨터의 정도에만 제약을 받을 정도로 높은 정밀도로 해에 접근할 수 있다[7-9]. 이러한 실수코딩 유전알고리즘의 장점을 이용하여 2 자유도 PID 제어기의 최적의 동조규칙을 찾는다.

본 논문은 모두 6장으로 구성되며, 각 장에서 수행한 구체적인 연구내용은 다음과 같다.

2장에서는 선박의 6 자유도 운동, 선박용 지향성 Pedestal에서 사용하는 좌표계와 기준 프레임의 변화에 따른 패럴랙스와 안정화를 고려한 좌표계의 변환 방식에 대하여 설명한다.

3장에서는 목표시스템인 선박용 동요안정식 NVS의 하드웨어 구성과 소프트웨어 구조에 대해서 설명하고, NVS Pedestal Control Unit(PCU) 설계 및 제어 구조에 대하여 설명한다.

4장에서는 지향성 Pedestal의 모델링을 위한 이론적 배경인 실수코딩 유전 알고리즘에 대하여 언급하고, Pedestal 시스템의 입출력 데이터를 바탕으로 시스템의 모델을 얻고, RCGA를 이용한 시스템 모델의 파라미터 추정 및 RCGA 기반의 2 자유도 (Two-degree of freedom: TDF) PID 안정화 제어기 설계에 관하여 논한다.

5장에서는 3장과 4장에서 각각 구현된 제어시스템과 알고리즘들을 종합적으로 실험하고 결과를 검토한다.

마지막으로 6장에서는 최종적인 결론을 정리한다.

제 2 장 선박의 운동 및 좌표계 변환

2.1 선박의 운동

운항중인 선박은 그림 2.1과 같이 6 자유도 운동을 하게 된다[10]. 선박의 운동성분 중 병진 운동은 서지, 스웨이 및 히빙 등 3성분으로, 회전 운동은 롤링, 피칭 및 요잉 성분으로 분해할 수 있다.

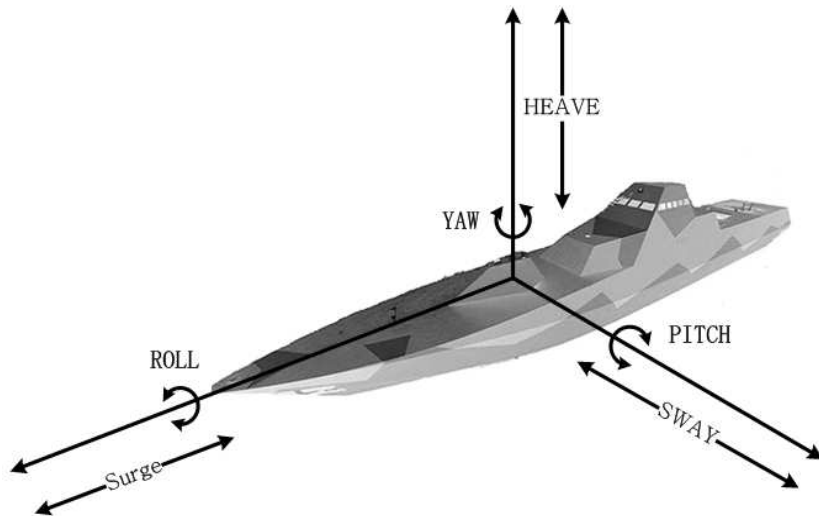


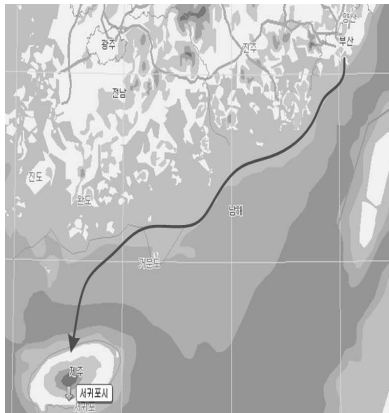
그림 2.1 선박의 6 자유도 운동

Fig. 2.1 6-Degree of freedom motions of ship

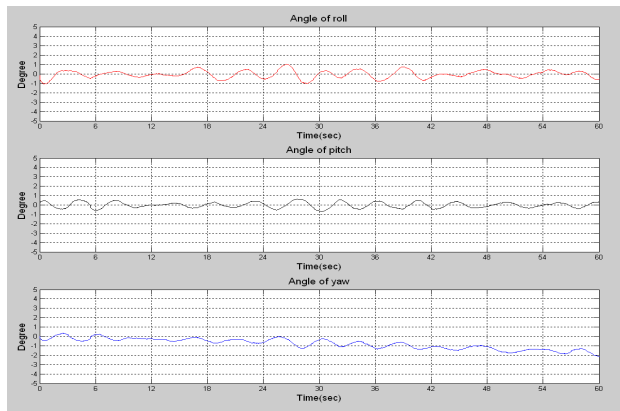
선박에서 목표를 지향할 경우, 회전운동 성분은 지향각에 절대적인 영향을 미치게 된다. 특히 회전운동 중 롤링과 피칭성분은 Pedestal의 수평오차를 요잉 성분은 방향오차를 발생시키는 요인이 된다. 선박에 장착되는 NVS용 Pedestal은 선박의 6 자유도 운동을 실시간으로 보상하여 표적을 추종하고, 원거리에 있는 표적을 지향하기 위한 고정도

안정화 기능을 가져야 한다.

아래 그림은 부산에서 제주까지의 항로에서 한국해양대학교의 6,000 톤급 실습선인 한바다호의 항해 중에 롤링, 피칭, 요잉 운동 성분을 3축 자이로센서를 이용하여 계측한 내용이다. 그림 2.2(a)는 개략적인 운항 항로이며, 그림 2.2(b)는 sea-state 6 상태에서 선박의 운동성분 중 롤링, 피칭, 요잉의 3 가지 성분을 계측한 것이다.



(a) 항로



(b) 선박의 회전성분 측정 데이터

그림 2.2 선박의 회전운동 성분

Fig. 2.2 Rotational motion of ship

Sea-state 6에서 롤링은 최대 $\pm 1^\circ/\text{sec}$, 피칭은 최대 $\pm 0.8^\circ/\text{sec}$, 요잉은 최대 $\pm 0.6^\circ/\text{sec}$ 정도를 나타내고 있다. 따라서 선박에 탑재되는 지향성 장비인 NVS은 이러한 선박운동에 대한 표적 지향각의 실시간 보상 기능을 가져야 한다. 즉, 롤링과 피칭 운동에 대한 수평유지와 요잉 운동에 대한 방위각 유지를 위한 Pedestal의 기구 및 제어 구조가 NVS의 개발에 있어서 중요한 요소이다.

2.2 좌표계 변환

2.2.1 좌표계

선박이나 자동차와 같이, 이동체의 움직임은 표적의 위치를 나타내기 위한 좌표계 기준 프레임의 변화를 유발한다. 이동체의 운동에 따른 좌표계 기준 프레임의 변화에는 평행이동과 회전 등이 있다. 그림 2.3과 같이 프레임에 평행하게 이동하는 좌표계 변위(Displacement)의 경우, 패럴랙스(Parallax)문제가 유발되며, 그림 2.4와 같이 거리는 변화가 없고 방향만이 변하는 좌표계의 회전(Rotation)이 일어났을 때, 안정화(Stabilization)의 문제가 야기된다.

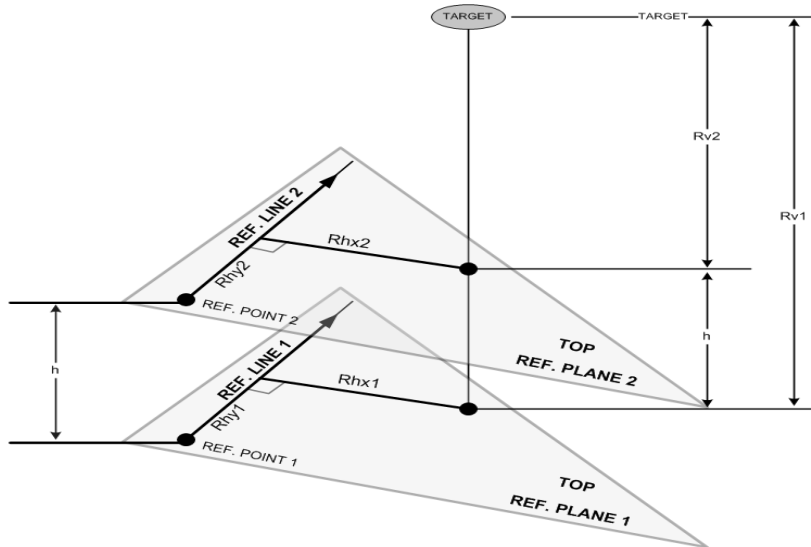


그림 2.3 좌표계의 변위

Fig. 2.3 Displacement of coordinate system

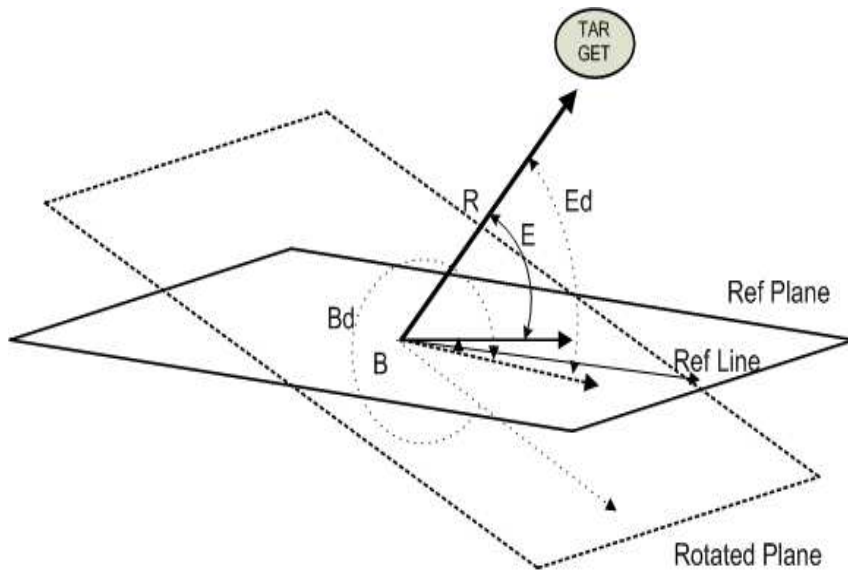


그림 2.4 구면좌표계에서의 회전

Fig. 2.4 Rotation in spherical coordinate system

이동체용 추적 장치에서 이동체의 움직임에 따른 기준 프레임의 변화는 패럴랙스와 안정화를 고려한 좌표계의 변환이 필요하게 된다.

2.2.2 좌표계 변환

그림 2.5와 같이 선박과 같은 강체의 운동은 변위와 회전의 합성으로 나타낼 수 있다. 기준계 0이 회전하여 기준계 1이 되었을 때, 기준계 0에서의 표적의 좌표를 P_0 , 기준계 1에서의 표적의 좌표를 P_1 이라 하면 P_0 에서 P_1 으로의 변화는 행렬의 곱으로 표현되어질 수 있다.

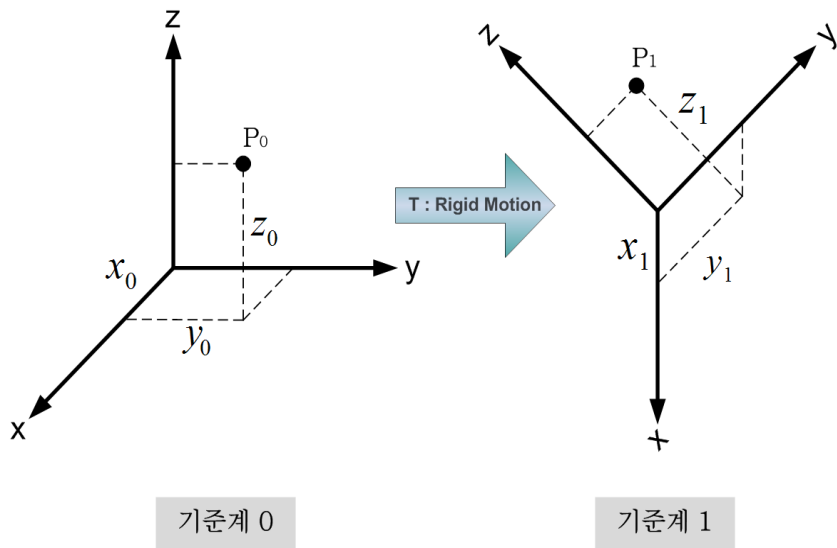


그림 2.5 강체의 운동

Fig. 2.5 Rigid Motions

이를 회전행렬이라 하고 아래의 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다. 여기에서 R_1^0 은 P_0 에서 P_1 으로 가기위한 회전행렬이고, R_0^1 은 P_1 에서 P_0 으로 가기위한 회전행렬이다.

$$P_1 = R_1^0 P_0 \quad (2.1)$$

$$P_0 = R_0^1 P_1$$

$$R_1^0 = (R_0^1)^{-1}$$

그림 2.6과 같이 직각 좌표계에서 기준선 1이 각도 γ 만큼 반시계 방향으로 회전하여 기준선 2와 같이 되었을 때, 직각 좌표계에서 표적의 x, y 좌표는 식 (2.2)와 같이 나타낼 수 있다.

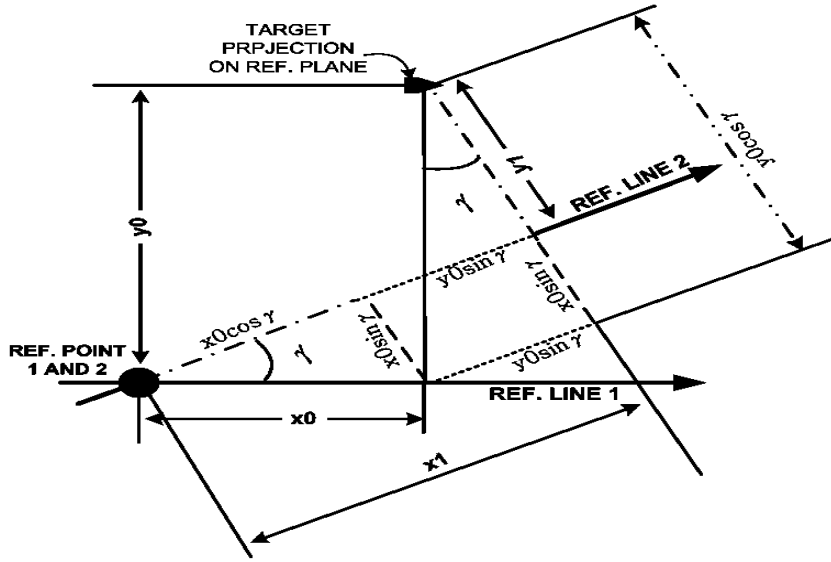


그림 2.6 직각좌표계에서의 회전

Fig. 2.6 Rotation in rectangular coordinate system

$$\begin{aligned} x_1 &= x_0 \cos \gamma + y_0 \sin \gamma \\ y_1 &= -x_0 \sin \gamma + y_0 \cos \gamma \end{aligned} \quad (2.2)$$

위의 식 (2.2)를 행렬형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

이를 3차원으로 확장하면 (z 값의 크기는 변화가 없으므로 일정)

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma & 0 \\ -\sin \gamma & \cos \gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

가 되고, 이는 $P_1 = R_{yaw}^0 P_0$ 와 같이 나타낼 수 있다. 위와 같은 방법으로 롤링, 피칭, 요잉에 대한 각각의 회전행렬과 그 역행렬을 구해보면 다음과 같다.

$$R_{r1}^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad [R_{r0}^1]^{-1} = R_{r0}^1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \\ 0 & \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$R_{p1}^0 = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \quad [R_{p0}^1]^{-1} = R_{p0}^1 = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$R_{y1}^0 = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [R_{y0}^1]^{-1} = R_{y0}^1 = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

일반적으로 회전이 롤링-피칭-요잉의 순서로 일어난다고 정의할 때, 전체 회전행렬은 다음과 같이 롤링, 피칭, 요잉의 합성으로 나타낼 수 있다.

$$R_{r-p-y1}^0 = R_{r1}^0 \circ R_{p1}^0 \circ R_{y1}^0 \quad (2.8)$$

$$R_{r-p-y1}^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos r & \sin r \\ 0 & -\sin r & \cos r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos p & 0 & -\sin p \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin p & 0 & \cos p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos y & \sin y & 0 \\ -\sin y & \cos y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$R_{r-p-y1}^0 = \begin{bmatrix} \cos y \cos p \sin y \cos r + \cos y \sin p \sin r \sin y \sin r - \cos y \sin p \cos r \\ -\sin y \cos p \cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r \cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r \\ \sin p & -\cos p \sin r & \cos p \cos r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

위의 식을 역행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$[R_{r-p-y1}^0]^{-1} = R_{r-p-y0}^1 = R_{y0}^1 \circ R_{p0}^1 \circ R_{r0}^1 \quad (2.11)$$

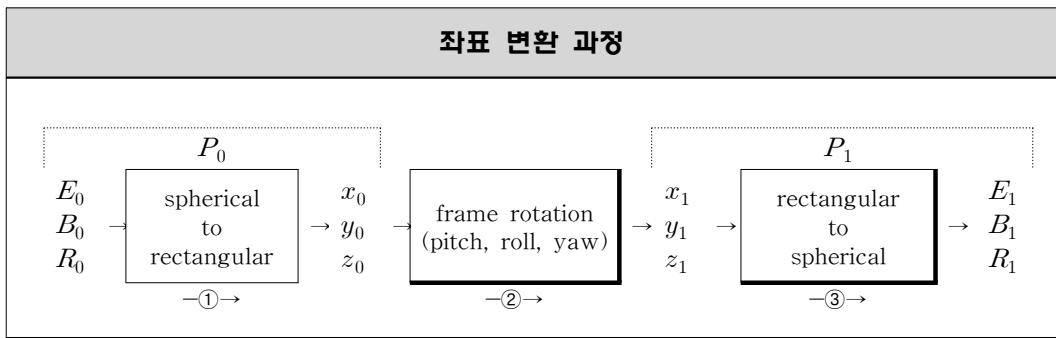
$$R_{r-p-y0}^1 = \begin{bmatrix} \cos y & -\sin y & 0 \\ \sin y & \cos y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos p & 0 & \sin p \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin p & 0 & \cos p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos r & -\sin r \\ 0 & \sin r & \cos r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$R_{r-p-y_0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos y \cos p & -\sin y \cos y \sin p \sin r \cos r & \sin y \cos y \sin p \sin r \cos r \\ \sin y \cos p & \sin y \cos y \sin p \sin r \cos r & -\sin y \cos y \sin p \sin r \cos r \\ -\sin p & \cos p \sin r & \cos p \cos r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

구면 좌표계에서는 롤링-피칭-요잉을 계산하기가 까다로우므로 먼저 직교 좌표계로 변환한 후 롤링-피칭-요잉을 적용하고 다시 구면 좌표계로 변환한다. 좌표 변환 과정은 표 2.1과 같다.

표 2.1 좌표 변환 과정

Table 2.1 Coordinate Transformation Process



위의 표 2.2에서 ①, ②, ③의 과정은 다음과 같다.

$$\textcircled{1} : \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 \cos E_0 \cos B_0 \\ R_0 \cos E_0 \sin B_0 \\ R_0 \sin E_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\textcircled{2} : \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos y \cos p & \sin y \cos r + \cos y \sin p \sin r & \sin y \sin r - \cos y \sin p \cos r \\ -\sin y \cos p & \cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r & \cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r \\ \sin p & -\cos p \sin r & \cos p \cos r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\therefore \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos y \cos p & \sin y \cos r + \cos y \sin p \sin r & \sin y \sin r - \cos y \sin p \cos r \\ -\sin y \cos p & \cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r & \cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r \\ \sin p & -\cos p \sin r & \cos p \cos r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_0 \cos E_0 \cos B_0 \\ R_0 \cos E_0 \sin B_0 \\ R_0 \sin E_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = R_0 \begin{bmatrix} \cos y \cos p \cos E_0 \cos B_0 + (\sin y \cos r + \cos y \sin p \sin r) \cos E_0 \sin B_0 + (\sin y \sin r - \cos y \sin p \cos r) \sin E_0 \\ -\sin y \cos p \cos E_0 \cos B_0 + (\cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r) \cos E_0 \sin B_0 + (\cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r) \sin E_0 \\ \sin p \cos E_0 \cos B_0 - \cos p \sin r \cos E_0 \sin B_0 + \cos p \cos r \sin E_0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\textcircled{3} : \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 \cos E_1 \cos B_1 \\ R_1 \cos E_1 \sin B_1 \\ R_1 \sin E_1 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

③ = ② ∘ ① (회전변환인 경우 R_0 와 R_1 은 항상 동일하므로 양변의 R_0 와 R_1 을 소거하여 정리한다.)

$$\begin{bmatrix} \cos E_1 \cos B_1 \\ \cos E_1 \sin B_1 \\ \sin E_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos y \cos p \cos E_0 \cos B_0 + (\sin y \cos r + \cos y \sin p \sin r) \cos E_0 \sin B_0 + (\sin y \sin r - \cos y \sin p \cos r) \sin E_0 \\ -\sin y \cos p \cos E_0 \cos B_0 + (\cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r) \cos E_0 \sin B_0 + (\cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r) \sin E_0 \\ \sin p \cos E_0 \cos B_0 - \cos p \sin r \cos E_0 \sin B_0 + \cos p \cos r \sin E_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$E_1 = \arcsin \{ \sin p \cos E_0 \cos B_0 - \cos p \sin r \cos E_0 \sin B_0 + \cos p \cos r \sin E_0 \} \quad (2.20)$$

$$B_1 = \arcsin \left\{ \sec E_1 \begin{bmatrix} -\sin y \cos p \cos E_0 \cos B_0 \\ + (\cos y \cos r - \sin y \sin p \sin r) \cos E_0 \sin B_0 \\ + (\cos y \sin r + \sin y \sin p \cos r) \sin E_0 \end{bmatrix} \right\} \quad (2.21)$$

$$R_1 = R_0 \quad (2.22)$$

가 된다.

그림 2.7과 2.8은 좌표 변환에 대하여 시뮬레이션(Simulation)한 것을 나타낸다. 그림 2.7에서 (a)는 선박의 외부에서 관측자가 보았을 때 표적은 정지한 상태에서 배가 운동하는 모습을 나타낸 것이고, (b)는 선박의 위에서 바라본 모습으로 상대적으로 표적이 움직이는 것처럼 보이며, (c)는 측정된 선박의 움직임에 기준으로 계산된 표적의 좌표를 나타내고, (d)는 계산된 표적의 좌표를 따라 선박위의 관측자의 가시선(Line Of Sight)이 표적을 추종하는 것을 보여준다. 그림 2.8은 측정된 롤링, 피칭, 요잉의 3축으로부터 좌표변환을 통해 계산된 2축의 방위각과 고각을 나타내며 아래쪽은 그에 따라 관측자의 시선이 표적을 추종하는 것을 보여주고 있다.

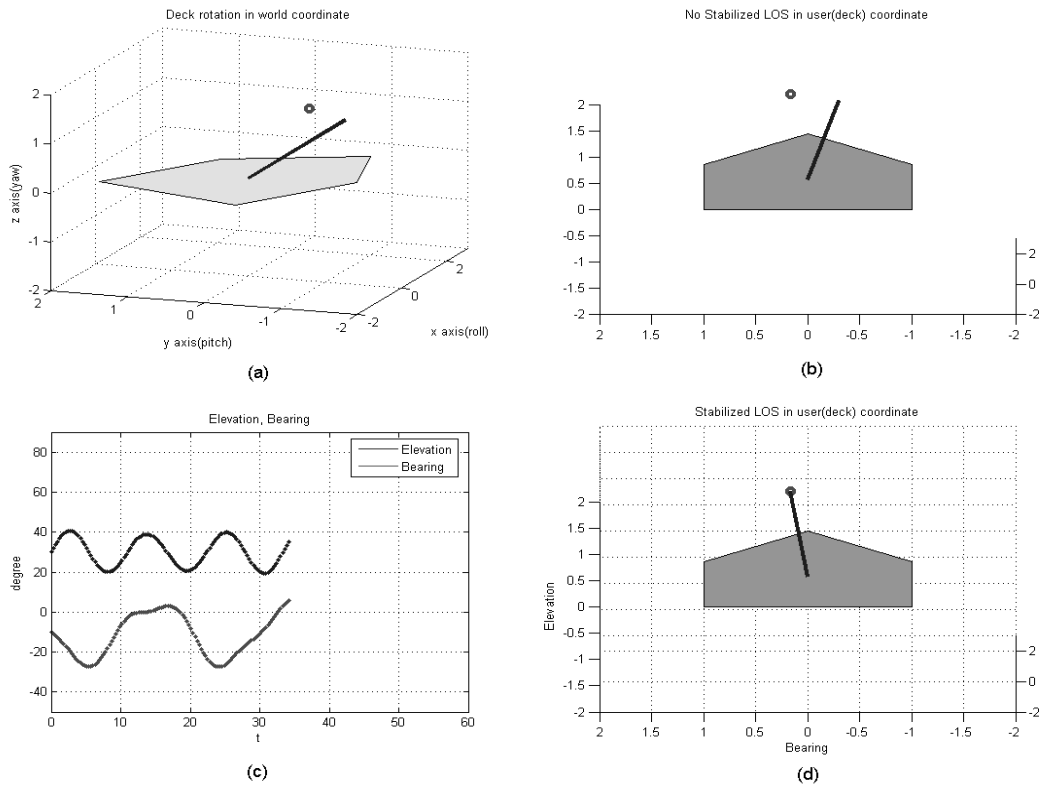


그림 2.7 좌표변환 시뮬레이션 1

Fig. 2.7 Coordinate transform simulation 1

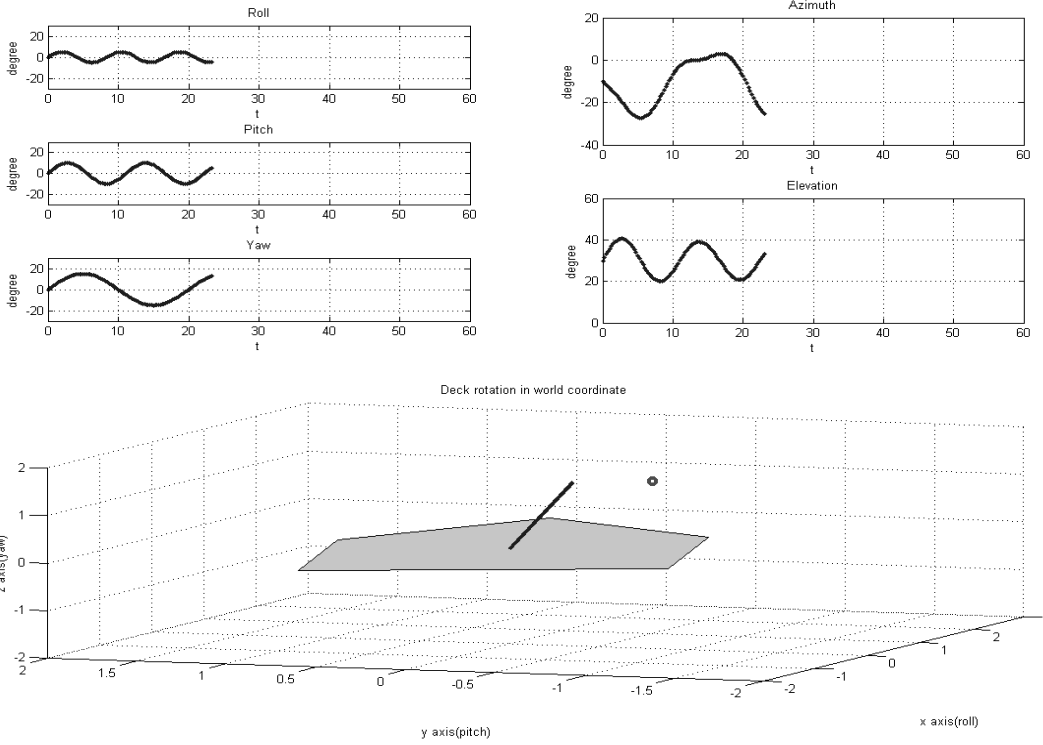


그림 2.8 좌표변환 시뮬레이션 2

Fig. 2.8 Coordinate transform simulation 2

제 3 장 선박용 NVS의 설계 및 구현

3.1 선박용 NVS의 개요

선박용 NVS는 ARPA 레이더로부터 표적 정보, GYRO로부터 자선의 선수 정보, GPS로부터 자선의 위치 정보를 수신하여 표적까지의 상대방위 및 거리를 도출하고, Pedestal이 표적을 추종하고 지향(동요 안정화)하도록 하는 기능을 갖는다. Pedestal에는 주야간 겸용 CCD, IR 카메라 등이 탑재되며, 이러한 센서에 포착된 영상은 전용 모니터에 전송되어 표시되며, 또한 DVR에 기록된다.

ARPA 레이더의 표적정보는 아래 그림 3.1과 같이 IMO Resolution 820:1995에 정의된 TTM(Tracked Target Message) 포맷으로 전송되는데, 이 메시지에는 표적번호, 자선의 위치 및 방위로부터 표적까지의 거리 및 상대 방위각 등이 포함된다.

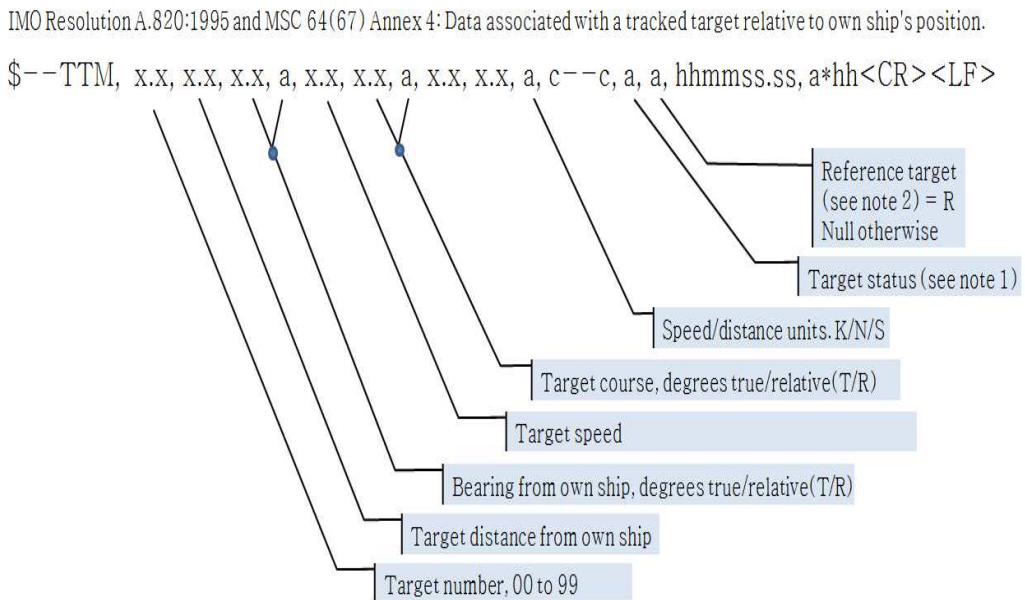
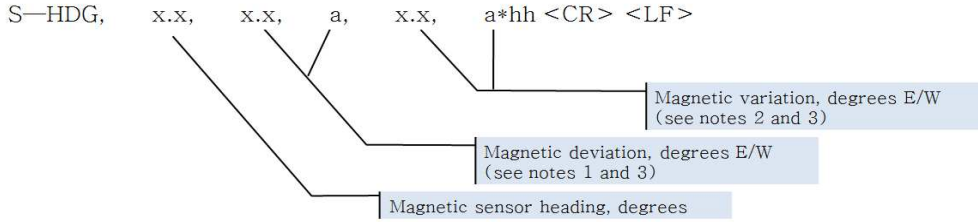


그림 3.1. ARPA 레이더의 TTM 메시지 포맷

Fig. 3.1 TTM message format of ARPA Radar

IMO Resolution 820:1995 및 IEC 61162-1에 정의된 GYRO의 선수정보 및 GPS의 위치정보의 표준 메시지 포맷은 아래 그림 3.2, 그림 3.3과 같다.

IMO Resolution A.382 (X). Heading (magnetic sensor reading), which if corrected for deviation will produce magnetic heading, which if offset by variation will provide true heading.



Note 1 To obtain magnetic heading : add easterly deviation (E) to magnetic sensor reading;
subtract westerly deviation (W) from magnetic sensor reading.

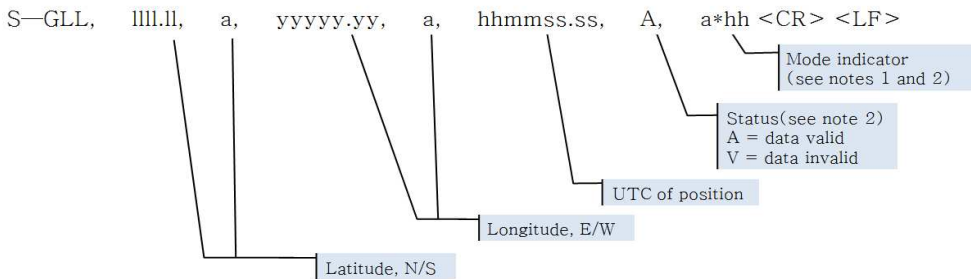
Note 2 To obtain heading: add easterly variation (E) to magnetic heading;
subtract westerly variation (W) from magnetic heading.

Note 3 Variation and deviation fields will be null fields if unknown.

그림 3.2 GYRO의 HDG 메시지 형태

Fig. 3.2 HDG message format of GYRO

Latitude and longitude of vessel position, time of position fix and status.



Note 1 Positioning system Mode indicator:
A = Autonomous
D = Differential
E = Estimated (dead reckoning)
M = Manual input
S = Simulator
N = Data not valid

Note 2 The Mode Indicator field supplement the Status field (field 6). The Status field shall be set to V = invalid for all values of Operating Mode except for A = Autonomous and D = Differential. The positioning system Mode indicator and Status fields shall not be null fields.

그림 3.3 GPS의 GLL 메시지 형태

Fig. 3.3 GLL message format of GPS

NVS는 ARPA 레이더, GYRO, GPS로부터 이러한 정보를 수신, 분석하여 Pedestal의 위치로부터 상대 표적까지의 상대 방위 및 거리를 도출하고, Pedestal이 표적을 정확히 지향하도록 제어하여야 한다. NVS의 핵심 장비인 Pedestal은 표적추종 및 동요안정화 제어가 가능한 기구적 메커니즘에 IR 카메라, 주야간 검출 CCD 카메라, 망원렌즈, 서치라이트 등이 탑재되며, 이를 이용하여 안정된 표적 영상을 획득하는 기능을 수행한다.

3.2 선박용 NVS의 설계

본 논문에서는 NVS의 구성을 그림 3.4와 같이 제안한다. MCU(Main Control Unit)는 ARPA 레이더, GYRO, GPS등의 항해 장비로부터 취득한 정보로부터 표적 지향각(방위각 및 고각)을 도출하여 PCU(Pedestal Control Unit)로 전송하는 역할을 한다. 또한 유저 인터페이스로부터 Pedestal 제어 정보를 수신하여 PCU에 전송하며, DVR, 모니터, 망원렌즈, CCD등을 직접 제어하는 기능도 갖는다.

ARPA 레이더에 의한 표적 정보는 약 3 초에 한번 정도 수신되는 관계로 목표물의 추종을 ARPA 레이더에만 의존할 수는 없다. 효율적인 표적의 추종을 위해서는 레이더 신호를 보완할 수 있는 영상추적 등의 다양한 기법이 함께 적용되어야 한다.

PCU(Pedestal Control Unit)는 Pedestal을 직접 제어하여 동요안정화 및 표적 지향 기능을 수행하게 하는 제어장치로써, ARM 코어의 프로세서, PCL6045 모션 콘트롤 IC, 광 자이로 센서 인터페이스로 구성하였다. PCU는 MCU로부터 표적 지향각 정보를 수신하여 Pedestal이 표적을 지향할 수 있도록 제어하며, 또한 광 자이로센서로부터 실시간으로 계측된 선박의 운동성분을 계측하여, Pedestal의 동요안정화 제어를 보정하도록 설계하였다[11-16].

광 자이로센서로부터 계측된 선박의 회전운동 성분은 PCU에서 축 변환 알고리즘을 거쳐 Pedestal의 축 제어 정보로 변환 되며, 이 때 Pedestal의 축 구조 형태에 따라 다양한 축 변환 알고리즘이 적용될 수 있다. 본 논문에서는 2축 구조의 Pedestal을 설계 제작하였으며, 이에 관한 축 변환 알고리즘은 2장에서 자세히 기술하였다.

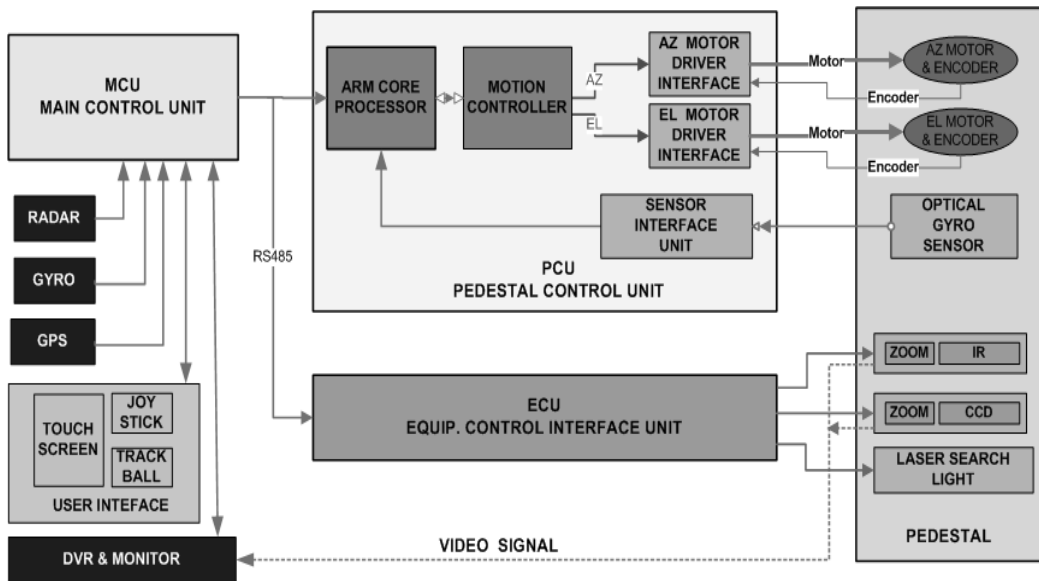


그림 3.4 Night Vision System의 구성도

Fig. 3.4 Block diagram of the Night Vision System

본 논문에서는 그림 3.5와 같이 2개의 구동부를 갖는 2축 구조의 Pedestal을 설계 및 제작하였다. Pedestal의 기구부는 프레임, 각 축에 부착되는 DD(Direct-Drive) 방식의 서보 모터, 20비트 엔코더 등으로 구성된다. Pedestal의 프레임 재질은 Aluminum 6061을 사용하였다. 최적 설계를 위하여 탑재 하중이 최대 60Kg일 때 Nastran을 이용하여 구조해석을 한 결과는 표 3.1과 같은 결과를 얻었다.

해석 결과, Pedestal 질량이 약 115kg에서 변위는 0.00121mm이며 응력은 최대 0.231kg이었으며, 질량 62.58kg에서 변위량은 0.00431mm이며 응력은 최대 0.543kg 이

었다. 이러한 결과를 바탕으로 본 논문에서는 Arm size 100mm, 질량 100Kg의 Pedestal을 설계 제작하였다.

표 3.1 Nastran 을 이용한 구조해석 결과

Table 3.1 Results of structural analysis using Nastran

Pedestal 질량	Total Translation	Von Mises Stress (응력)	Arm두께
114.79 kg	0.00121mm	최대 0.231kg	100mm
62.58 kg	0.00431mm	최대 0.453kg	50mm

Pedestal의 2축은 방위각과 고각에 해당되며, 선박운동의 보상 즉 동요안정화를 위한 각 축의 제어 성분은 광자이로 센서에 의해 계측된 선박의 회전운동 성분이 축 변환 과정을 통하여 생성된다. 또한 이러한 제어성분에 ARPA 레이더 등에 의하여 도출된 목표물의 지향각이 더해지게 된다.

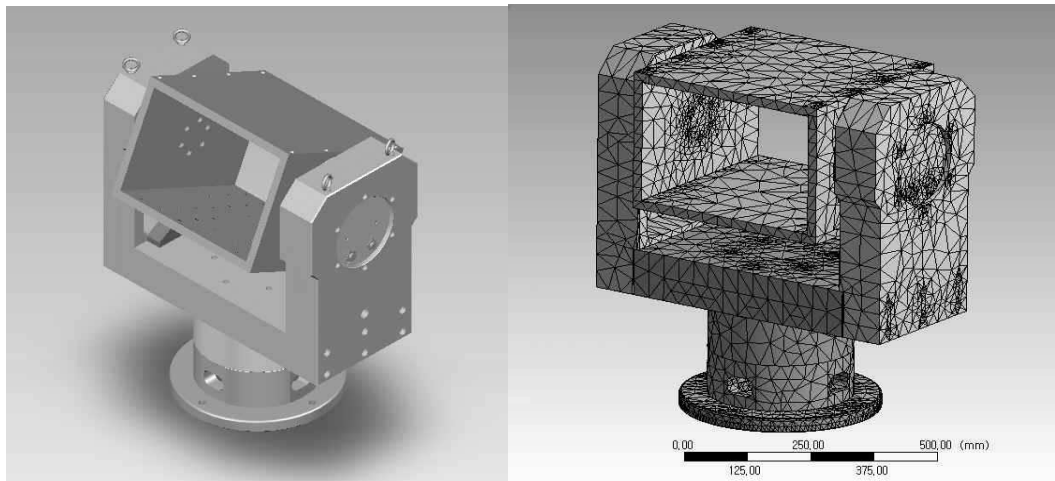


그림 3.5 제안된 2-축 Pedestal 도면

Fig. 3.5 Schematic diagram of the proposed 2-axes Pedestal

Pedestal에 탑재되는 장비의 제원, 인터페이스 및 제어신호는 아래 그림 3.6과 같다. 탑재 장비의 제어 신호는 ECU(Equipments Control Unit)을 통하여 MCU에 연결되며, MCU와 ECU사이의 통신은 RS-485 기반의 Pelco-D 프로토콜을 사용하도록 설계하였다.

Pedestal 탑재 장치 제원

	POWER	SIGNAL	MASS
CAMERA	DC 12V, 1.2A	RS 485 (2), VIDEO SIGNAL (2), DAY/NIGHT (1), MOTION DETECT (1)	0.6 KG
LENSE	DC 12V, 0.5A	NEAR INFRARED SET (2), IRIS, FOCUS, ZOOM CONTROL (12), RS232 (3)	5.2 KG
LASER ILLUMINATOR	DC 12V, 3.5A	RS 232 (3), MOTOR CONTROL, POWER CONTROL	2.1 KG
THERMAL CAMERA	DC 12V, 1.5A	VIDEO SIGNAL (2), RS 422 (2) OR RS 232 (3)	7.7 KG
DD MOTOR	220V 3 PHASE, FG	POWER (3), FG (1)	
ENCODER	DC 5V	SIGNAL (2)	
LIMIT S/W	DC12 V	SIGNAL (2)	

Pedestal Control Signal

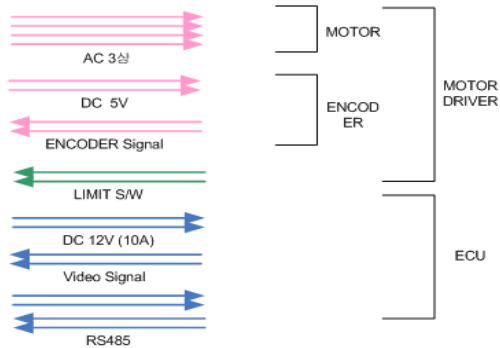


그림 3.6 Pedestal 탑재장치의 제원 및 제어신호

Fig. 3.6 Specifications and control signals of payloads

3.3 Pedestal의 제어 구조

선박용 표적추종 및 동요안정화 시스템은 그림 3.7과 같은 제어과정을 수행한다. 실제 제어를 행하는 전에 언급한 Pedestal은 2축 구조로 각 축은 DD(Direct Drive) 모터, 모터 드라이버, 엔코더 그리고 모션 센싱 유닛인 광자이로 센서로 구성된다.

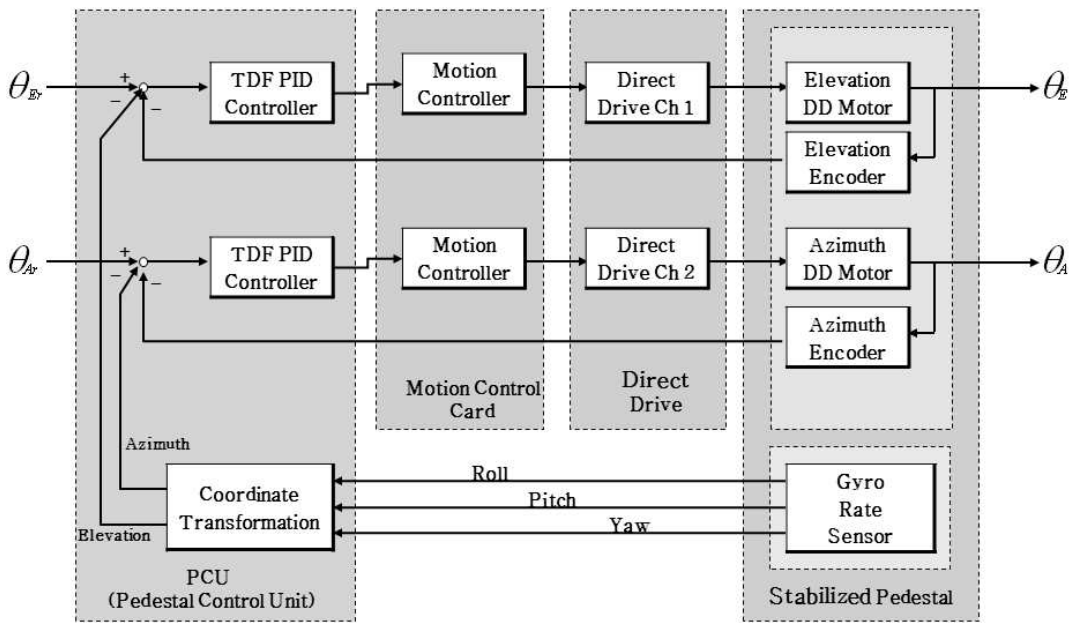


그림 3.7 Pedestal의 제어 블록도

Fig. 3.7 Control block diagram of the Pedestal

광자이로 센서 인터페이스부는 Xilinx사의 FPGA Spartan3를 이용하여 축 단위로 수신된 데이터를 묶어서 단일 채널로 CPU의 시리얼 포트에 송신하도록 설계하고 구현하였다. 내부에 115.2kbps의 UART를 포함시켰으며, KVH 데이터 수신부와 UART 사이에 16 바이트 크기의 FIFO(First In First Out) 버퍼를 배치하였다.

Xilinx FPGA Spartan-3와 메인 컨트롤러는 RS-232로 연결하였으며, 115.2kbps의

속도로 데이터 비트는 8bit, 패리티 없음, 정지비트 1로 구성하였다. 데이터 프레임은 아래 표 2.3과 같이 센서데이터 8 bytes, preamble로 2바이트, check_sum 1바이트 등 총 11바이트로 구성된다.

이 광자이로 센서에서 선박의 3축 회전운동 성분인 롤링(Rolling), 피칭(Pitching), 요잉(Yawing)의 세 가지 회전 운동을 검출하여 메인 컨트롤 유닛으로 검출된 데이터를 전달한다. 검출된 3축 회전운동성분은 축 변환(Coordinate Transform)과정을 거치게 된다. 이로써 Pedestal의 제어 성분이 고각과 방위각 성분으로 변환되며, 기존의 고각과 방위각의 보상치에 변환된 보상치가 더해져서 TDF PID controller로 전달하게 된다.

이에 TDF PID Controller는 Pedestal부의 엔코더 값과 메인 컨트롤러에서 전달된 보상치를 모션 컨트롤 카드에 전달하고 모션 카드는 각도 차원의 입력을 모터 드라이버에 전달한다. 모터 드라이버는 출력을 각 차원의 값을 내보내며, 이는 Pedestal의 각축을 구동하는 제어 입력으로 쓰이게 된다. 이와 같은 Pedestal을 제어하는 일련의 과정을 반복적으로 수행함으로써, Pedestal의 동요안정화 기능은 유지된다.

3.4 PCU(Pedestal Control Unit)의 설계

NVS의 Pedestal에는 주야간 겸용 CCD, IR 카메라, 서치라이트가 장착되어 목표 영상을 취득하는 기능을 한다. Pedestal은 선박의 갑판에 탑재되어 선박의 운동을 실시간으로 보상하여 카메라의 목표 지향각을 유지시키기 위한 동요안정화(Stabilization) 기능 및 표적의 추종(Tracking) 기능을 수행한다.

PCU는 Pedestal의 초기화, 안정화 기능을 수행한다. 초기화 기능은 각종 하드웨어와 소프트웨어 변수들을 초기화하는 기능이다. 또한 안정화 기능은 선박의 롤링, 피칭, 요잉의 회전 운동성분을 실시간으로 계측하여 PCU로 전송한다. PCU는 수신된 선박의 3축 회전 운동성분을 Pedestal의 구조에 따라서 방위각과 고각의 2축의 제어성분으로 변환하고 Pedestal의 방위각 과 고각 모터를 제어한다. 표적의 추종 기능은 ARPA 레이더로부터 받은 정보를 이용하여, 선박이 이동하더라도 Pedestal이 항상 표적을 지향하도록 한다.

이처럼 PCU는 Pedestal 제어를 위한 핵심장치로써, 센서 인터페이스부, 모션 컨트롤부, 액추에이터 구동부, 통신부 등으로 구성하였다.

센서 인터페이스 부는 광 자이로 센서의 출력을 받아서 직렬 변환시키는 부분으로 FPGA를 이용하여 센서로부터 출력되는 축 단위 동기 신호, clock 신호, 데이터 신호를 모아서 단일 RS-232 신호로 변환 하도록 설계하였다. 모션 컨트롤부는 마이콤사의 모션 컨트롤러 IC 인 PCL6045를 사용하여 모션 제어를 효율적으로 하도록 설계하였으며, 액추에이터 구동부는 서보 모터 드라이버 인터페이스 및 20비트 엔코더 신호의 수신 회로로 구성된다. 통신부는 MCU로부터 방위각과 고각, 그리고 트랙킹 기능에 필요한 신호를 전송 받으며, 한편, 테스트 프로그램의 다운로드, 메모리 덤프, 테스트 프로그램의 실행 기능을 수행한다.

3.4.1 센서 인터페이스부의 설계

본 논문에서 사용된 광 자이로 센서인 KVH DSP-4000은 광 코일의 양단에 빛을 주사하여 회전에 따른 파동의 지연을 이용하여 각속도를 측정하는 센서이다. 측정된 각속도는 내부적으로 디지털로 변환되며 RS-422 레벨로 자체 클럭에 동기되어 출력된다. 각 축의 데이터는 sync, clk, data의 3개의 신호로 구성된다. data는 clk의 하강에지에서 변경되므로, 사용자는 clk의 상승에지에서 data를 읽어오면 되며, sync신호가 high일 때 유효한 데이터에 해당한다.

가. 센서 인터페이스부의 H/W 설계

KVH DSP-4000은 각 축당 sync, clk, data의 3개 신호가 3.072MHz의 클럭에 동기되어 출력된다. 센서 인터페이스부는 그림 3.8과 같이 Xilinx사의 FPGA Spartan3를 이용하여 축 단위로 수신된 데이터를 묶어서 단일 채널로 CPU의 시리얼 포트에 송신하도록 설계하고 구현하였다. 내부에 115.2kbps의 UART를 포함시켰으며, KVH 데이터 수신부와 UART 사이에 16 바이트 크기의 FIFO(First In First Out) 버퍼를 배치하였다.

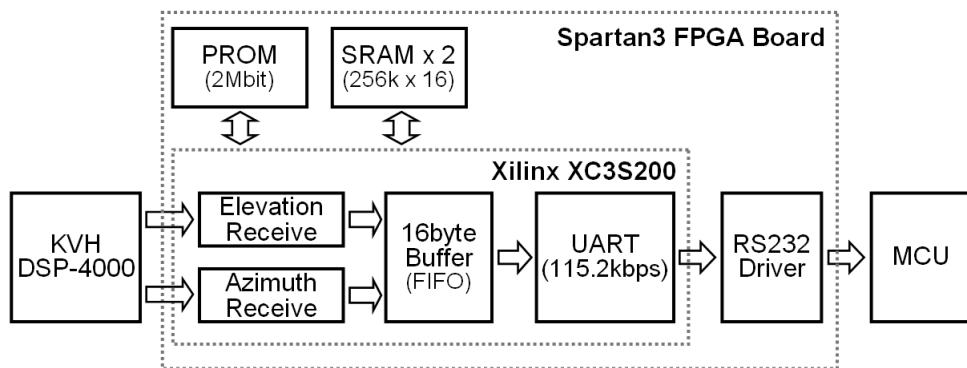


그림 3.8 센서 인터페이스 부의 H/W 블록도

Fig 3.8 H/W block diagram of the sensor interface unit

KVH DSP-4000에서 sync신호가 유효할 때, 클럭에 동기되어 출력되는 32bits 출력 데이터의 파형은 그림 3.9와 같으며 메시지 포맷은 다음과 표 3.2와 같다.

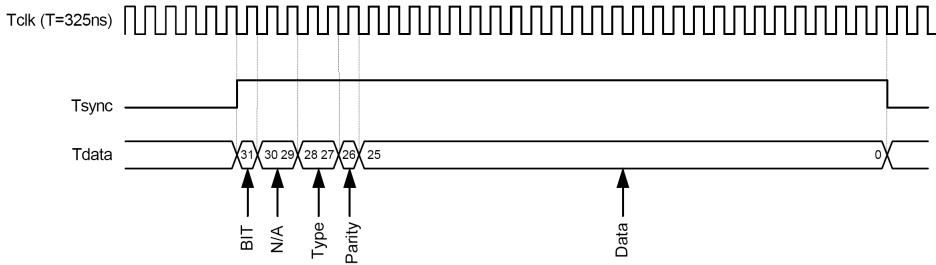


그림 3.9 KVH DSP-4000의 출력 데이터 파형

Fig 3.9 Output data waveform of KVH DSP-4000

표 3.2 KVH DSP-4000의 output message format

Table 3.2 Output message format of KVH DSP-4000

Bit(s)	Usage	Values
31	Message Validity	0 = Hardware BIT signal is low or contents are invalid 1 = Hardware BIT OK and contents are valid
30, 29	Not Used	N/A
28, 27	Type	0 = Rate data 1 = Incremental angle data 2 = Integrated angle data
26	Parity	Odd parity
25~0	Content	The contents are in two's complement format. The LSB represents $60 \mu^\circ/\text{s}$, or $0.216^\circ/\text{hr}$.

출력 메시지는 데이터의 유효성을 표기하는 비트와 데이터 타입, 오류검사를 위한 패리티 체크비트, 그리고 실제 전송 데이터로 구성되며, 전송 데이터의 최하위 비트의 단위는 $60 \mu^\circ/\text{s}$ 로서 KVH DSP-4000의 측정 정밀도에 해당한다.

Xilinx FPGA Spartan-3와 메인 컨트롤러는 RS-232로 연결하였으며, 115.2kbps의 속도로 데이터 비트는 8bit, 패리티 없음, 정지비트 1로 구성하였다. 데이터 프레임은 아래 표 3.3과 같이 센서데이터 8 bytes, preamble로 2바이트, check_sum 1바이트 등 총 11바이트로 구성된다.

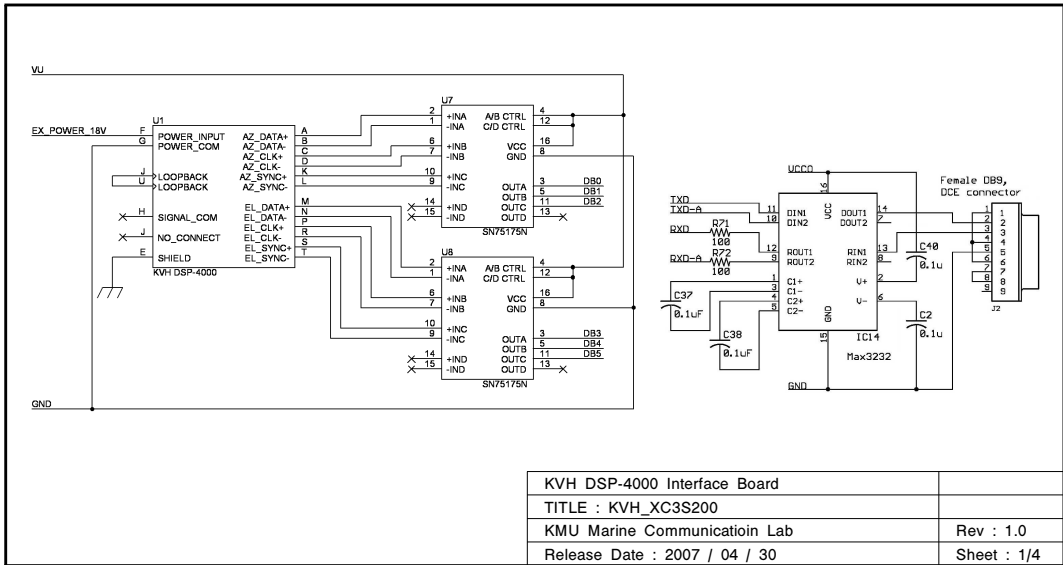
표 3.3 SIU 출력 데이터 포맷 data format

Table 3.3 SIU output message data format

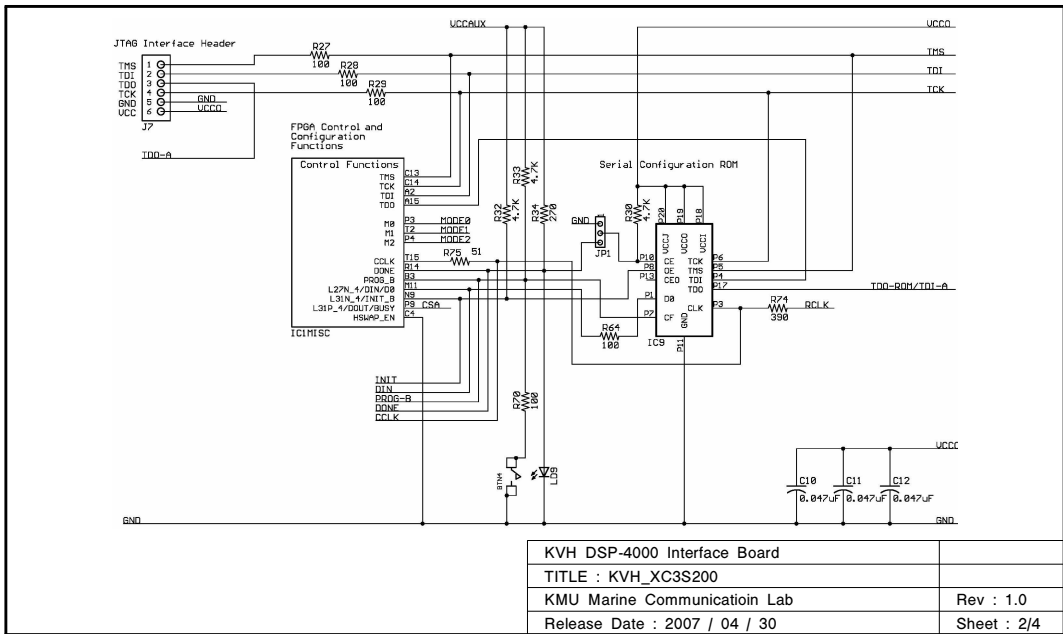
Byte	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
symbol	Preamble		Elevation data				Azimuth data				check sum
	FA	FF	EL3 time	EL2	EL1	EL0	AZ3	AZ2	AZ1	AZ0	

특히 Elevation 데이터 EL3 중 사용하지 않는 비트인 비트 6~비트 3에 4 비트 크기의 전송 데이터의 시퀀스 검사를 위한 윈도우를 삽입하였다. 시퀀스 번호는 modulo-15 up 카운터를 이용한다. 수신측에서는 수신된 데이터의 시퀀스 번호를 검사하여 전송 에러를 검사하도록 설계하였다.

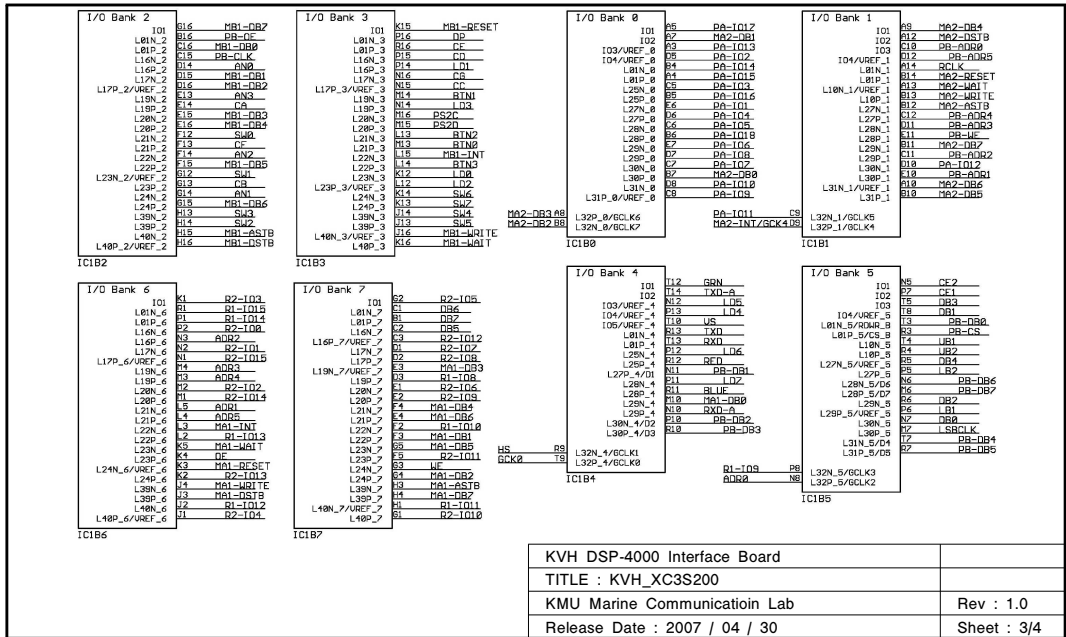
아래 그림 3.10은 설계된 센서 인터페이스 부의 회로도 이다. KVH DSP-4000으로부터 출력되는 각 축의 32 비트 데이터를 실시간으로 8바이트 데이터로 변환하고 동시에 데이터 프레임의 시작을 알리는 preamble과 오류검사를 위한 check_sum을 삽입하기 위해서는 빠른 연산과 신호 입/출력이 요구된다. 이를 위해 Xilinx사의 Spartan-3를 이용하여 하드웨어 회로를 구현 하였다.



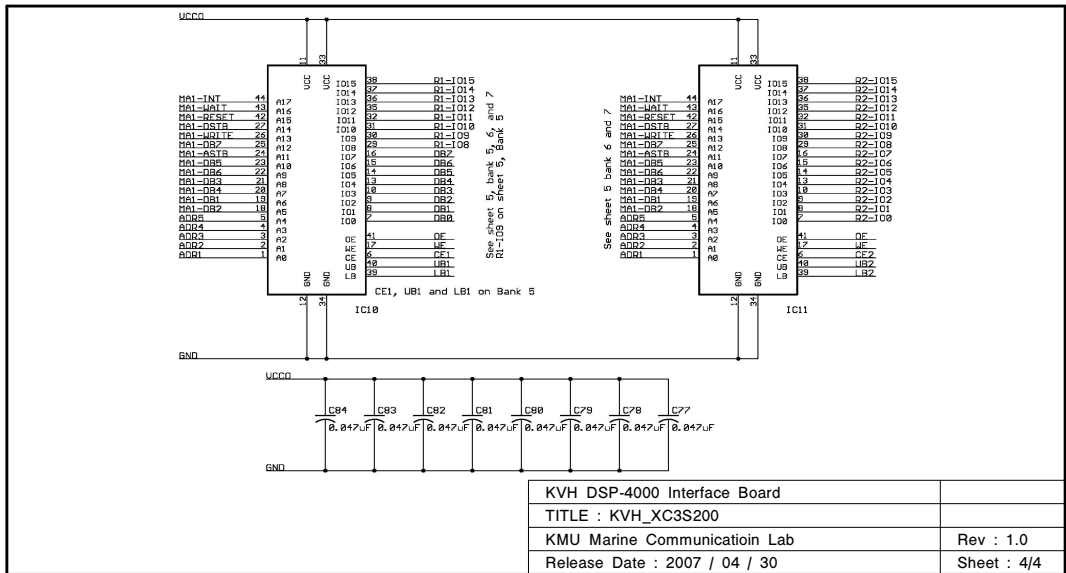
(a) Optical Gyro sensor interface circuit



(b) Serial interface circuit



(c) Xilinx FPGA Spartan 3 interface circuit



(d) Memory interface circuit

그림 3.10 센서 인터페이스 유니트의 회로도

Fig 3.10 Schematic of the sensor interface unit

나. 센서 인터페이스 부의 S/W 설계

KVH DSP-4000으로부터 출력되는 각 축의 32bit 데이터를 실시간으로 8바이트 데이터로 변환하고 동시에 데이터 프레임의 시작을 알리는 preamble과 오류검사를 위한 check_sum을 삽입하기 위해서는 빠른 연산과 신호 입, 출력이 요구된다. 이를 위해 Xilinx사의 Spartan-3를 이용하여 인터페이스 회로를 구현 하였으며, FPGA를 이용한 데이터 변환부는 VHDL을 이용하여 구현 하였다. VHDL 코드는 부록 2에 실었다.

센서 데이터 처리과정은 아래 그림 3.11과 같으며, VHDL코드의 구조는 시프트레지스터를 이용하여 연속적으로 오는 32bit 데이터를 FIFO 형태의 병렬 버퍼에 저장한다. 센서로부터 수신된 각 축의 데이터를 묶어서 PCU로 데이터를 전송하기 위하여 UART도 FIFO를 액세스하게 되는데, 이 경우 액세스 중재(access arbitration)을 위하여 세마포어(data_present_el/az)를 두었다. 이와 함께 수신이 완료된 병렬버퍼에는 데이터 수신완료(data_read_complete_el/az) 신호를 출력하여 병렬버퍼가 센서 및 센서 수신부로부터 다음 데이터를 읽을 준비를 하도록 구성하였다. 이때 두 축의 데이터가 서로 독립적으로 전송되는 이유로 동시에 데이터 준비완료 신호를 보내오는 경우 Elevation 축에 우선권을 주었다.

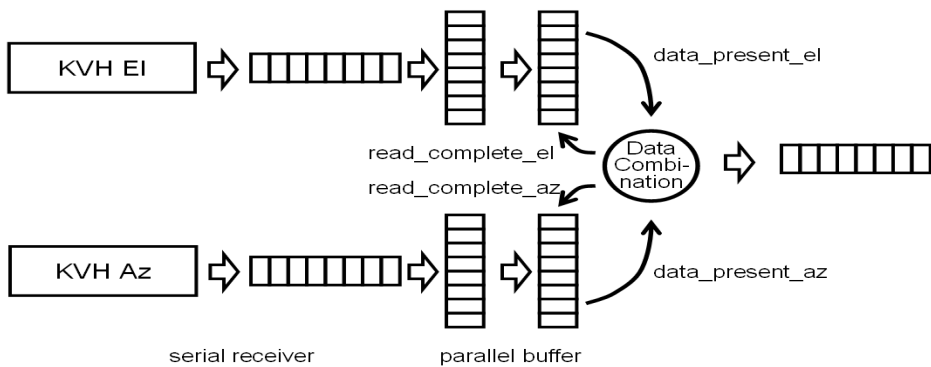


그림 3.11 센서 데이터 처리과정

Fig 3.11 Processing of sensor data

3.4.2 Motion Control part의 설계

가. PCL 6045 인터페이스

PCL6045는 CPU 버스(Bus) 인터페이스에 따라 각종 명령을 이용하여 Stepping Motor, Servo Motor (펄스열 입력) 구동용의 고속 펄스(Pulse) 발진을 목적으로 한 CMOS (complementary metal-oxide semiconductor)구성의 LSI (Large-Scale Integration)이다. 정속, 직선 가/감속, S자 가 감속에 의한 다중·다양한 연속 동작, 위치 결정 동작, 원점 복귀동작 등의 제어를 행할 수 있다. 제어 축수는 4축으로 2~4축의 직선 보간, 임의의 2축의 원호 보간, PCL동작 상황 확인, 각종 조건에 의한 인터럽트(Interrupt) 출력을 행 할 수 있다. 그림 3.12의 회로도에는 PCL6045 인터페이스 회로를 설계한 내용이다.

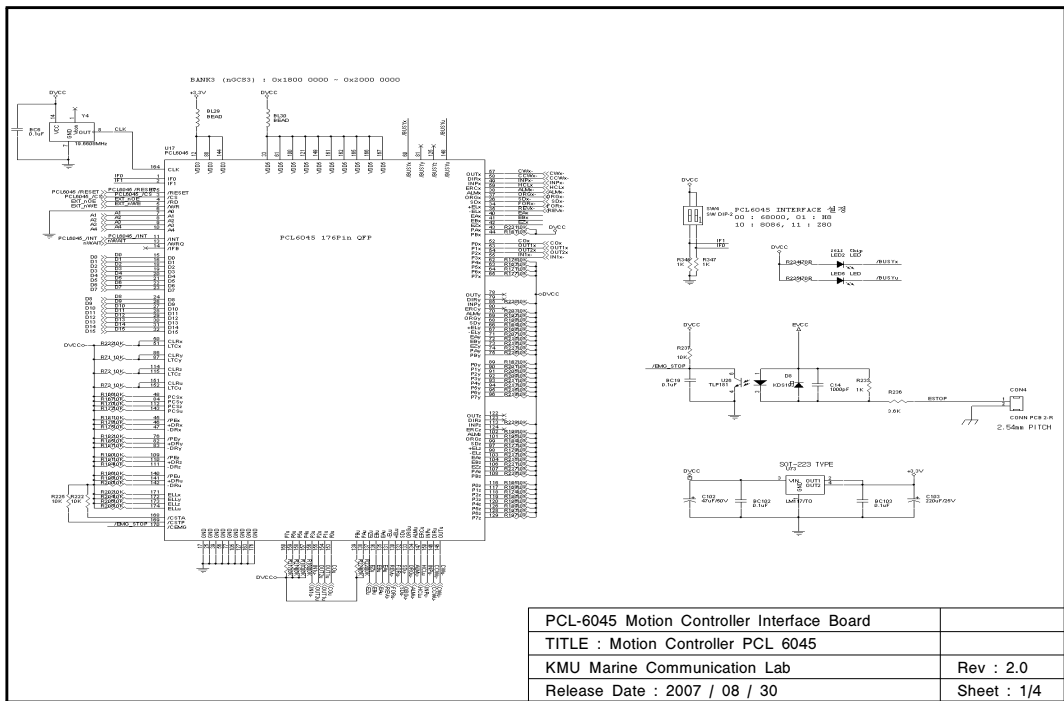


그림 3.12 PCL 6045 인터페이스 회로도

Fig 3.12 Schematic of PCL 6045 interface

나. 액추에이터 구동 회로의 설계

본 논문에서는 Pedestal이 2축(Azimuth, Elevation)인 관계로 PCL6045 모션 컨트롤러가 지원하는 4개의 모터 구동 축 중에서 2개만 사용한다. 그림 3.13은 설계된 2축 중에서 1축에 대한 서보 모터 드라이버 회로 및 엔코더 인터페이스 회로를 나타낸 것이다.

각각의 축은 모터를 제어하기 위한 펄스 출력, 정/역회전 제어를 위한 방향 신호 출력, 비상정지 및 감속 정지 입력 신호, 그리고 회전구간 제한을 위한 리미트 스위치(Limit switch) 입력 신호 등으로 구성되어 있으며, 이러한 입/출력 논리는 소프트웨어적으로 변경이 가능하도록 설계하였다.

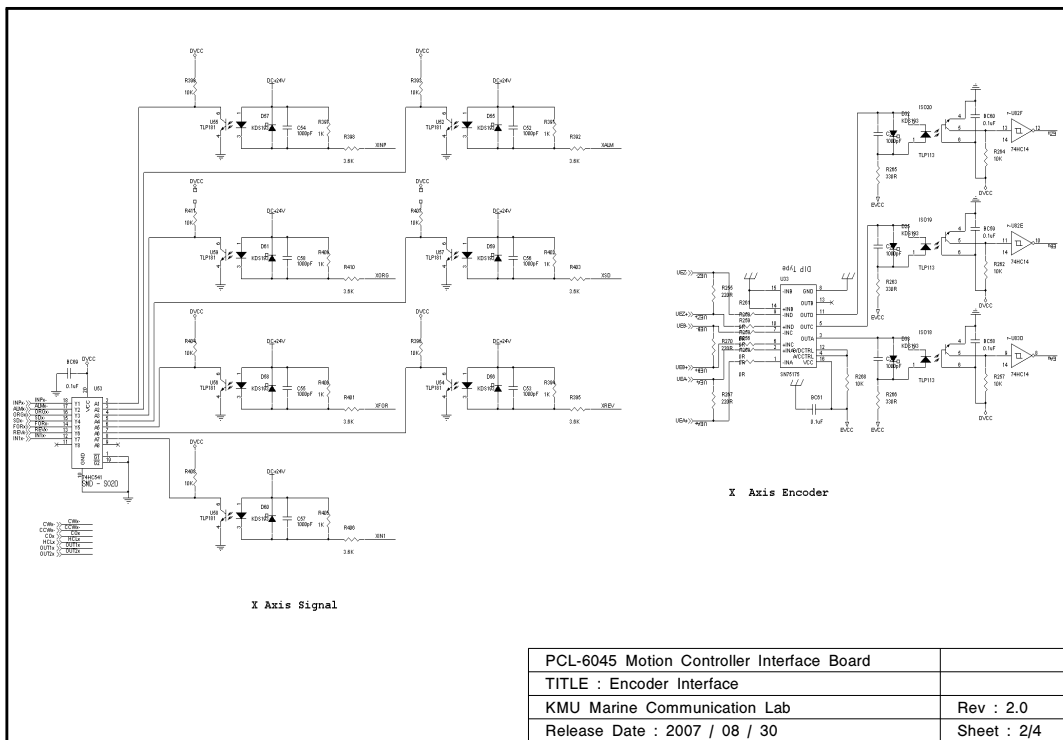


그림 3.13 액추에이터 구동 회로도

Fig 3.13 Schematic of actuator driving

3.4.3 CPU 인터페이스 및 통신 포트의 설계

가. CPU board 인터페이스 회로의 설계

PCL6045 LSI는 H/W 설정에 의해 다양한 종류의 CPU와 접속이 가능하다. 본 논문에서는 모션 콘트롤러인 PCL6045를 제어하기 위하여 ARM Core 기반의 ARM9 프로세서가 내장된 S3C2440 보드를 사용하였다. 그림 3.14는 주제어기인 S3C2440 개발 보드와 PCL6045를 인터페이스하기 위한 회로도도를 나타낸 것이다.

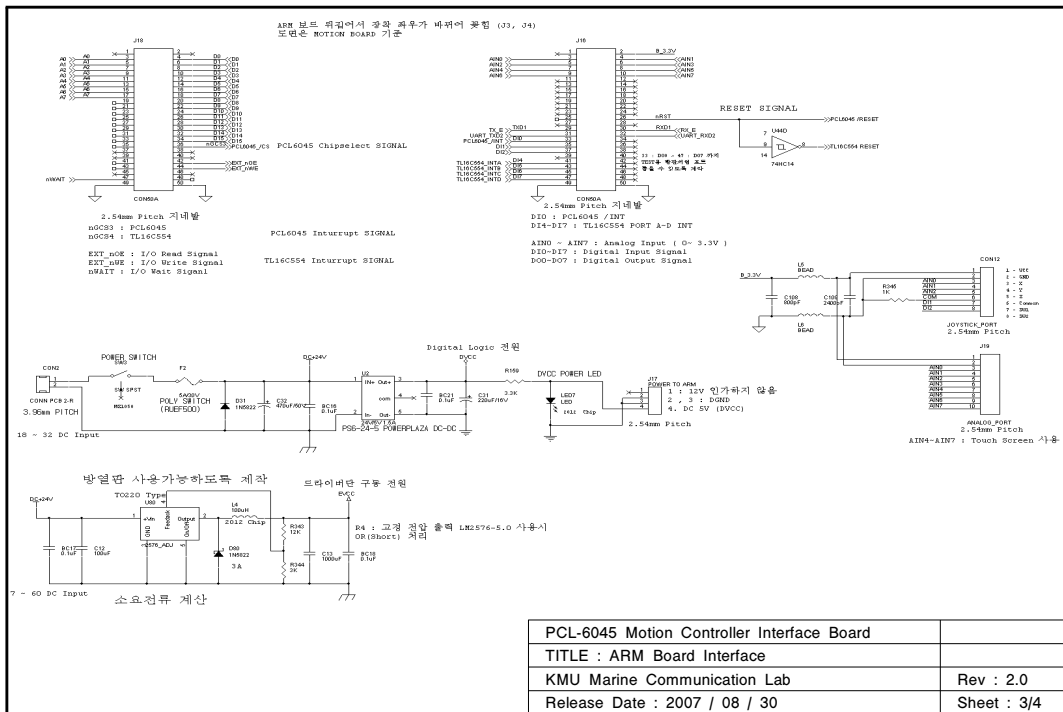


그림 3.14 CPU board 인터페이스 회로도

Fig 3.14 Schematic of the CPU board interface

나. 통신 포트의 설계

그림 3.15의 TL16C554는 Pedestal에 탑재되는 ARPA 레이더, GYRO, GPS 망원렌즈, CCD, 열상카메라 등의 장치와의 통신 및 제어를 위한, S3C2440 보드의 외부 확장 시리얼 포트로서, CPU에 내장하고 있는 3개의 시리얼 포트에 추가하여 4개의 비동기 시리얼 포트를 사용할 수 있게 해주는 회로 설계도이다.

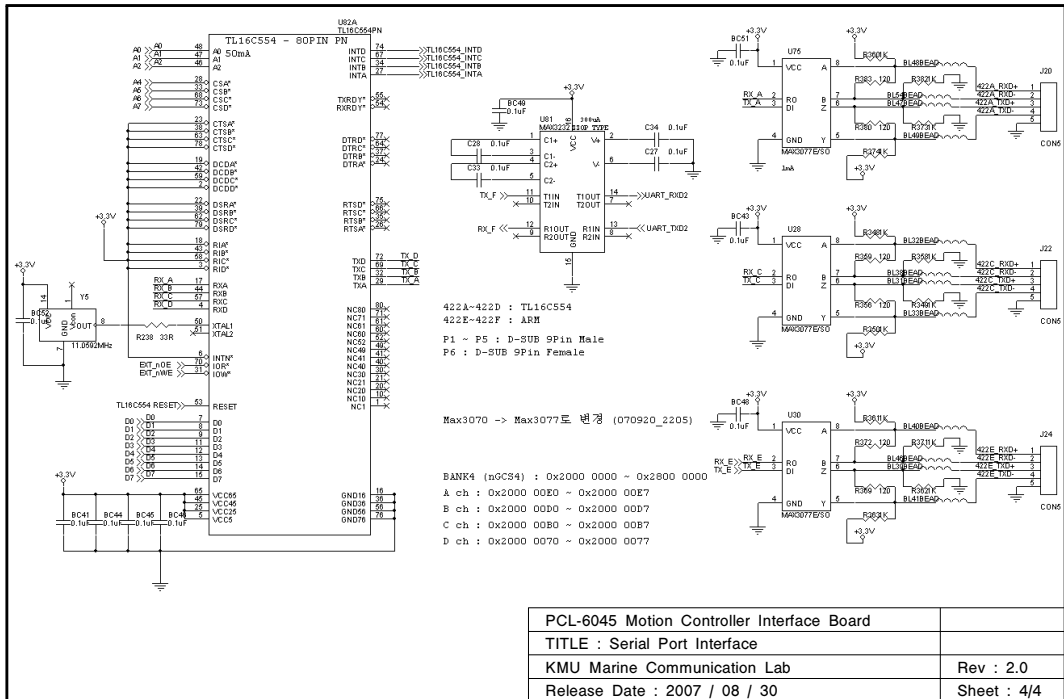


그림 3.15 CPU 통신 포트 인터페이스 회로도

FIG 3.15 Schematic of the CPU communication port interface

제 4 장 시스템 파라미터 추정 및 제어

4.1 시스템 모델링

PCU는 3축의 회전성분을 방위각과 고각의 2축의 회전성분으로 변환하여 2축 Pedestal의 방위각 모터와 고각 모터를 독립적으로 제어하도록 설계되어 있고, Pedestal의 2축에는 구동용 모터와 경사각을 검출하는 센서가 부착되어 있다. 방위각과 고각 2축을 구동하는 장치의 구조가 비슷하고 또 이들은 독립적으로 제어되므로 본 연구에서 각축의 제어대상은 그림 4.1의 점선부와 같이 모터의 구동부(제어입력)로부터 모터에 내장된 엔코더까지로 하며 이를 모델 방정식을 쓰면 다음과 같다.

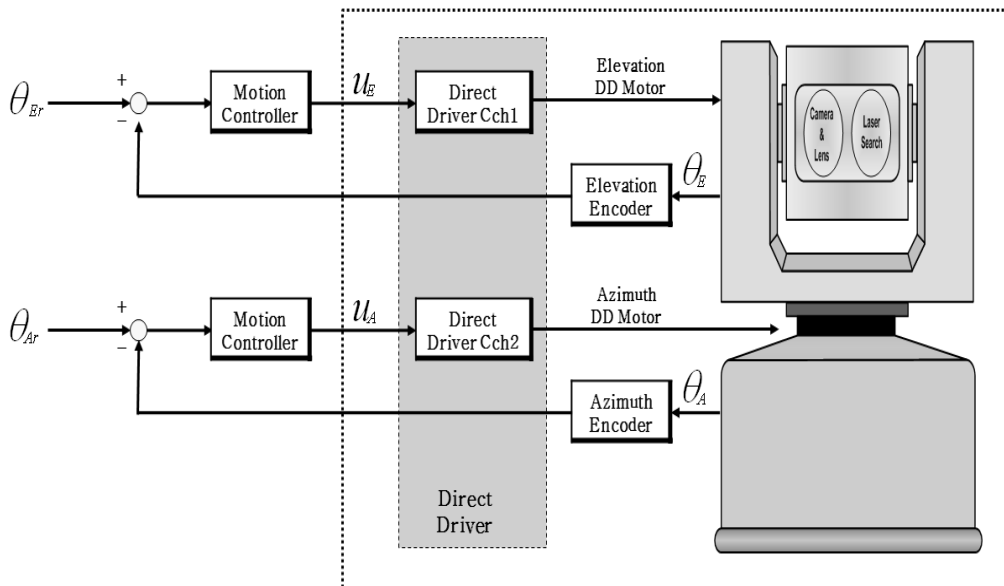


그림 4.1 NVS Pedestal의 제어 블록선도

Fig. 4.1 Control Block diagram of NVS Pedestal

Pedestal의 각 축을 구동하는 모터는 전기신호를 기계적인 운동으로 변환하는 DC 서보모터로서, 전기자제어 방식이며 전기자 입력전압을 변경함으로써 회전자에 토크가 발생하여 축이 회전하게 된다. 특히 DC 서보모터 구동부는 자체의 피드백 제어기를 갖는 구조로 되어 있다. 고각 또는 방위각 축의 제어대상에서 기계 동력전달부에서 작지만 비선형 지연요소가 존재할 수 있으므로 이를 고려하면 식 (4.1)과 같은 전달함수로 표시될 수 있다.

$$G_i(s) = \frac{Y_i(s)}{U_i(s)} = \frac{K_i e^{-L_i s}}{\tau_i (s+1)} \quad (i = E, A) \quad (4.1)$$

여기서 첨자가 $i = E$ 일 때는 고각을, $i = A$ 일 때는 방위각을 의미하며 K_i , τ_i , L_i 는 각각 모델의 이득, 시정수, 시간지연을 의미하며, 편의상 $\theta_i(t) = y_i(t)$ 로 표시하였다.

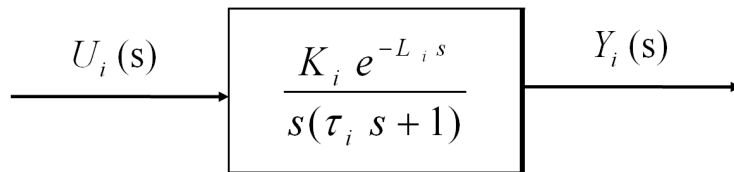


그림 4.2 제어대상의 블록선도

Fig. 4.2 Block diagram of the controlled object

특히 외부 환경의 요인으로 움직이는 선박의 운동은 제어시간에 비하면 매우 느리므로 제어대상에 부과되는 외란은 제어시간동안은 일정한 것으로 간주한다.

4.2 RCGA를 이용한 모델 파라미터의 추정

4.2.1 최적화 도구로서의 유전알고리즘

선박용 동요안정식 NVS을 개발하기 위해서는 Pedestal의 모델을 얻고, 모델과 실험 데이터로부터 시스템의 파라미터를 얻고, 안정화 제어를 설계하는 일련의 과정이 요구된다. 이러한 과정에서 최적화 문제가 발생되므로 본 연구에서는 최근 최적화 도구로 광범위하게 이용되고 있는 유전알고리즘(Genetic algorithm: GA)을 사용한다. GA는 자연선택과 유전학에 기초한 탐색 알고리즘으로서 구배에 기초한 탐색 알고리즘과는 달리 연속성, 미분가능성, 단봉성과 같은 탐색공간에 대한 부가정보를 요구하지 않고, 목적함수 외의 어떤 보조정보도 요구하지 않으며, 매우 복잡하고 규모가 큰 탐색공간에서도 원만히 동작하고, 다봉의 특성을 가지는 탐색환경에서도 전역해에 수렴하는 특징이 있다. 이러한 특성 때문에 실제환경에서 발생하는 최적화 문제를 해결하는 도구로 인정받고 있으며, 함수의 최적화[17-18], 신경회로망의 학습[19-28], 동적시스템의 추정 및 제어[29-31], 신호처리[32-33], 스케줄링 문제의 최적화[34-35] 등 많은 분야에 응용되어 왔다.

GA의 탐색 과정은 크게 초기화, 적합도 평가, 재생산, 교배, 돌연변이의 5단계로 구분된다. 초기화 단계에서는 주어진 문제의 해가 될 가능성이 있는 개체들의 집합인 집단이 형성된다. 다음 단계에서 개체들은 복호화되어 목적함수를 제공하고 이로부터 적합도가 계산된다. 적합도는 자연계에서의 환경과 같은 역할을 수행한다. 개체들의 상대적인 적합도 값에 따라 현재 집단 내의 개체들이 재생산을 위해 선택된다. 성능이 좋은 개체들은 더 많이 선택되어 복제되고 반면에 성능이 나쁜 개체들은 집단으로부터 소멸되게 된다. 선택된 개체들은 교배를 통해 재결합되는데 서로 간에 유전정보를 교환함으로써 집단에 새로운 개체를 도입하게 된다. 돌연변이는 선택된 개체의 유전정보를 임의로 변경하여 집단에 새로운 정보를 도입하는 수단을 제공한다. 이렇게 해서 새롭게 형성된 집단은 다시 평가되고 최적의 해가 발견될 때까지 앞서 수행한 일련의 연산 과정은 반복된다.

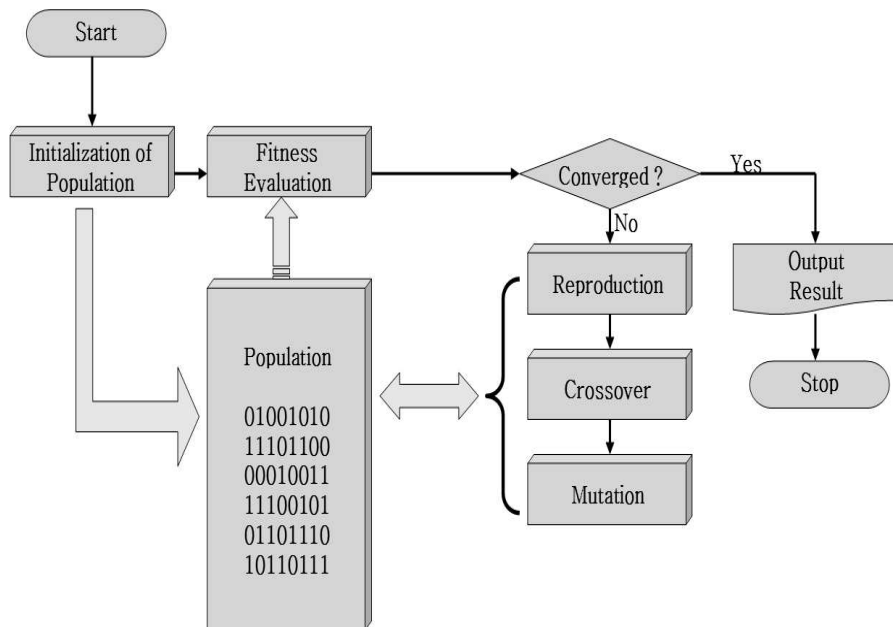


그림 4.3 GA의 연산과정

Fig. 4.3 Operation process of a GA

초기 유전알고리즘은 이진 형태의 염색체를 사용해왔기 때문에 아직도 이진코딩이 폭 넓게 채용되고 있다. 이진코딩을 채용할 때 정밀도를 높이거나 해에 대한 사전지식의 결여로 탐색공간을 확대하면 염색체 길이가 길어진다. 긴 염색체는 매우 큰 탐색공간을 만들어 GA가 해를 찾는데 많은 시간을 요구하거나, 경우에 따라서는 실패하는 원인을 제공한다.

4.2.2 실수코딩 유전알고리즘

(1) 염색체

전통적으로 유전알고리즘의 표현법은 이진코딩이었다. 이 표현법과 더불어 사용된 기존의 유전 연산자들은 이론적 분석을 용이하게 하여 이 결과 유전알고리즘의 이론적 기초가 되는 스키마이론(Schema Theorem)이 나오게 되었다[36-37]. 기존의 이진코딩

은 탐색영역이 크거나, 고정밀, 제약조건을 가지는 최적화 문제에는 적용하기가 어렵다. 흔히 해에 대한 사전지식이 결여될 경우에는 큰 탐색영역이 선택되고, 비록 탐색영역이 작다 하더라도 정밀도를 높이게 되면 염색체 길이가 길어지게 된다. 매우 긴 염색체는 대단히 큰 탐색공간을 만들게 되어 이로 인해 계산부담이 증가할 뿐만 아니라 경우에 따라 잘 동작하지 않는다.

기존의 이진코딩이 가지는 이런 문제점을 해결하기 위하여 제안된 한 방법이 실수코딩이다. 실수 표현법을 채용함으로써 염색체 벡터는 해 벡터와 같은 요소(변수)들로 구성된 벡터로 코딩된다. 이로서 문제공간에서 가까운 두 점은 표현공간에서도 역시 가깝게 된다. 실수코딩의 장점은 상당히 큰 정의영역을 표현할 수 있고, 정밀도는 계산환경에 따라 다르지만 일반적으로 이진코딩의 경우보다 훨씬 우수하다.

k 세대 RCGA 염색체는 아래와 같이 파라미터 벡터 $\mathbf{x}(k)$ 원소들의 조합으로 표시된다.

$$\mathbf{s}(k) = (x_1(k) \ x_2(k) \ \cdots \ x_n(k)) \quad (4.2)$$

여기서 $x_j(k)$ 는 염색체의 j 번째 요소, $\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \cdots \ x_1(k) \ \cdots \ x_n(k)]^T \in \mathbb{R}^n$ 는 해 벡터이고 n은 벡터의 차원이다. 실수코딩을 채용함으로써 염색체의 길이 l은 벡터의 차원 n과 일치하게 되고, 문제공간에서 가까운 두 점은 표현공간에서도 서로 가깝게 되는 특징을 갖는다.

(2) 초기집단

자연계에서와 같이 RCGA에서도 계속적으로 모의진화를 일으킬 개체들의 집합을 필요로 하는데 k세대의 집단은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{P}(k) = \{\mathbf{s}_1(k) \ \mathbf{s}_2(k) \ \cdots \ \mathbf{s}_i(k) \ \cdots \ \mathbf{s}_N(k)\} \quad (4.3)$$

여기서 $\mathbf{s}_i(k) = (x_{i1}(k) \ x_{i2}(k) \ \cdots \ x_{ij}(k) \ \cdots \ x_{ij}(k))$ 는 i 번째 염색체, $x_{ij}(k)$ 는 i 번째

염색체의 j 번째 요소이고 N 은 집단 크기이다. 일반적으로 N 은 세대와는 관계없이 고정된 것으로 간주된다. 본 연구에서 RCGA 초기집단 $\mathbf{P}(0)$ 는 무작위법으로 초기화된다. 따라서 i 번째 염색체의 j 번째 요소 $x_{ij}(0)$ ($1 \leq j \leq n$)는 대응되는 구간 $[x_j^L, x_j^U]$ 내에서 발생하는 실수 난수값으로 설정된다.

(3) 유전 연산자

기존의 유전알고리즘과 마찬가지로 본 연구에서 사용되는 RCGA도 재생산(Reproduction), 교배(Crossover) 및 돌연변이(Mutation)를 기본 연산자로 채용한다.

가. 재생산 연산자

재생산은 자연도태(Natural Selection) 현상을 모방하려는 인위적인 메카니즘이다. 이를 알고리즘 형태로 구현하는 연산자는 현 세대 집단 $\mathbf{P}(k-1)$ 내의 개체들을 그들의 적합도 값에 따라 선택해서, 다음 세대의 교배급원 $\mathbf{P}(k)$ 을 형성한다. 이 연산자는 확률적으로 적합도가 큰 개체들을 더 많이 선택함으로써 전체 집단을 강하게 해준다. 본 연구에서는 Pham과 Jin이 제안한 재생산 연산자를 이용하였고, 그 동작은 다음과 같다 [38].

단계 1: 개체들의 적합도 $f_i(k-1) (1 \leq i \leq N)$ 를 계산하고, 최대 적합도 $f_b(k-1)$ 를 가지는 개체 $\mathbf{x}_b(k-1)$ 를 구한다.

$$f_b(k-1) = \max_{1 \leq i \leq N} [f_i(k-1)] (> 0) \quad (4.4)$$

단계 2: 각 개체에게 새로운 값들을 할당한다.

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + \eta_i \frac{[f_b(k-1) - f_i(k-1)]}{f_b(k-1)} [x_{bj}(k-1) - x_{ij}(k-1)] \quad (1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq n) \quad (4.5)$$

여기서 $\mathbf{s}_i(k) = (x_{i1}(k) \ x_{i2}(k) \ \dots \ x_{in}(k))$ 이고, 재생산 계수 η_i 는 0과 2 사이에서 적절히 선택되는 양의 값이다[5,7].

단계 3: 새롭게 구성된 탐색체로부터 교배급원 $\mathbf{P}(k)$ 를 형성한다.

나. 교배 연산자

교배는 자연계 생물들의 성적 재생산을 알고리즘 형태로 흉내낸 것이다. 탐색공간상의 새로운 점을 찾기 위하여 교배급원으로부터 한 쌍의 어버이 탐색체를 임의로 선택하고, 임의로 선택된 교배점 이후의 유전인자들을 서로 교환·결합함으로써 자손을 생성한다. 이러한 연산은 생성된 자손의 수가 집단 크기와 같을 때까지 반복된다.

기존의 이진 표현법에서는 특정 변수에 대응되는 스트링을 직접 절단하는 것이 가능하였으나, 실수 표현에서는 이것이 불가능하다. 따라서 실수코딩 유전알고리즘의 교배는 교배점에서의 요소는 일차결합 형태로 연산하고, 이후의 요소들은 기존의 방법과 같이 서로 교환한다. 채용하는 교배 연산자는 다음 단계를 거쳐 동작된다.

단계 1: 교배급원으로부터 어버이의 염색체 쌍을 임의로 선택한다.

$$\mathbf{s}_v(k) = (x_{v1}(k) \cdots x_{vi}(k) x_{vi+1}(k) \cdots x_{vn}(k)) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{s}_w(k) = (x_{w1}(k) \cdots x_{wi}(k) x_{wi+1}(k) \cdots x_{wn}(k)) \quad (4.7)$$

단, $v, w \in [1, N]$

단계 2: 난수 $r \in [0, 1]$ 을 발생시켜 만약 $r \leq P_c$ (교배확률)이면, $[1, N]$ 사이의 교배점 i 가 발생되고 교배된다. 교배점에서의 두 요소는 일차결합 형태로 교배되고 이후 요소들은 서로 교환된다.

$$\mathbf{s}'_v(k) = (x_{v1}(k) \cdots x'_{wi}(k) x_{wi+1}(k) \cdots x_{vn}(k)) \quad (4.8)$$

$$\mathbf{s}'_w(k) = (x_{w1}(k) \cdots x'_{vi}(k) x_{vi+1}(k) \cdots x_{wn}(k)) \quad (4.9)$$

$$\text{단, } x'_{wi}(k) = \lambda x_{vi}(k) + (1-\lambda) x_{wi}(k)$$

$$x'_{vi}(k) = \lambda x_{wi}(k) + (1-\lambda) x_{vi}(k)$$

이 때 λ 값에 따라 서로 다른 형태의 교배가 기대되나, 여기서 λ 는 $[0, 1]$ 사이의 난수이다.

단계 3: 교배된 자손의 수가 N 이 될 때까지 단계 1, 2를 반복한다.

다. 돌연변이 연산자

기존의 재생산과 교배는 세대가 진행되는 동안 집단을 강하게 해주지만, 탐색도중 지역해나 사점(Dead Corner)에 빠지게 될 경우에는 이로부터 벗어나게 할 수는 없다. 이러한 원치 않는 해로부터 벗어나기 위한 한 방편으로 돌연변이가 이용된다. 기존의 돌

연변이 연산자는 집단내 염색체의 유전인자들을 돌연변이확률 P_m 에 따라 변경시키는데, 각 유전인자의 돌연변이 발생유무는 P_m 에 따라 결정된다. 실수코딩의 경우에도 탐색영역을 더욱 확대하기 위하여 돌연변이가 요구되며, 이 경우에 기존의 연산자와는 다른 형태가 되어 한다. 본 연구에서는 특정 요소에 돌연변이가 발생되면 그 요소의 정의영역 하한치와 상한치 사이에서 임의로 발생된 값으로 대체하는 방법을 사용하였다. 그 구체적인 연산은 다음 3단계로 실행된다.

단계 1: 염색체에서 한 요소를 선택한다(순차적으로).

단계 2: 난수 $r \in [0, 1]$ 을 발생시켜 만약 $r \leq P_m$ 이면 선택한 요소에는 돌연변이가 일어나고 그 결과는 다음과 같게 된다.

$$\mathbf{s}'_v(\mathbf{k}) = (x_{v1}(\mathbf{k}) \cdots x'_{vj}(\mathbf{k}) \cdots x_{vn}(\mathbf{k})) \quad (4.10)$$

여기서 $x'_{vj}(\mathbf{k})$ ($1 \leq j \leq n$)는 j 번째 요소 $x_{vj}(\mathbf{k})$ 의 정의영역 $[l_j, u_j]$ 사이에서 발생된 난수이다.

단계 3: 집단내 모든 염색체들의 요소에 대해 같은 연산이 행해질 때까지 단계 1, 2를 반복한다.

(4) 엘리트 전략

기존의 재생산 연산과는 달리 본 연구에서 사용한 재생산 연산자는 최적 개체의 생존을 보장하나 이들은 이후의 교배와 돌연변이 연산자에 의해 파괴될 수도 있다. 집단내 최적의 개체가 소멸되지 않고 다음 세대로 전달되는 것을 보장하는 것이 엘리트 전략(Elitist Strategy)이다. 일반적으로 엘리트 전략은 유전알고리즘의 성능을 개선해 주

는 것으로 알려졌다[39]. 따라서 본 연구에서도 엘리트 전략을 채용하며, 만약 이전 세대의 최적 개체를 저장하고 있다가 이것이 현 세대에서 파괴되면 현 세대에서 가장 약한 개체와 교환해준다.

(5) 제어 파라미터 설정

다른 최적화 알고리즘과 같이 RCGA도 해의 정도와 탐색성능에 영향을 미치는 여러 제어 파라미터(Control Parameter)를 가지고 있는데, 집단크기(N), 재생산 계수(η_i), 교배확률(P_c), 돌연변이확률(P_m) 등이 여기에 속한다. 이들을 적절히 설정하는 것은 주어진 환경에서 최적의 성능을 얻고 또한 해가 원치 않는 쪽으로 수렴해 가는 것을 방지하기 위하여 대단히 중요하다. 이들을 최적으로 설정하기 위한 일의적 방법은 없으며, 대신 경험과 실험에 의존함으로써 가능하다[7].

4.2.3 저역통과필터(Low-Pass Filter) 설계

실제 장치의 파라미터를 추정하거나 제어하기 위해 센서를 통해 신호를 계측할 경우에 원치 않는 잡음이 부가될 수 있다. 잡음이 혼탁된 신호를 파라미터 추정 또는 제어에 그대로 이용하면 성능이 저하되므로 이들을 전처리할 수 있도록 디지털 필터를 설계한다. 일반적으로 잡음은 원래의 신호보다 주파수가 높은 특성을 갖고 있기 때문에 측정신호로부터 잡음을 제거하기 위해서는 저주파 대역의 신호만을 통과하는 필터를 설계하고 이용할 필요가 있다.

본 연구에서는 편의상 IIR 디지털 저역통과 필터(Low-pass filter)를 설계하고 이용한다. 디지털 필터는 여러 가지 방법으로 설계 가능하지만, 보편적으로 아날로그 필터로부터 얻는다.

이상적인 필터의 한 근사 필터로, n 차 Butterworth 저역통과 필터는 다음과 같이 표시된다.

$$|\tilde{H}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (4.11)$$

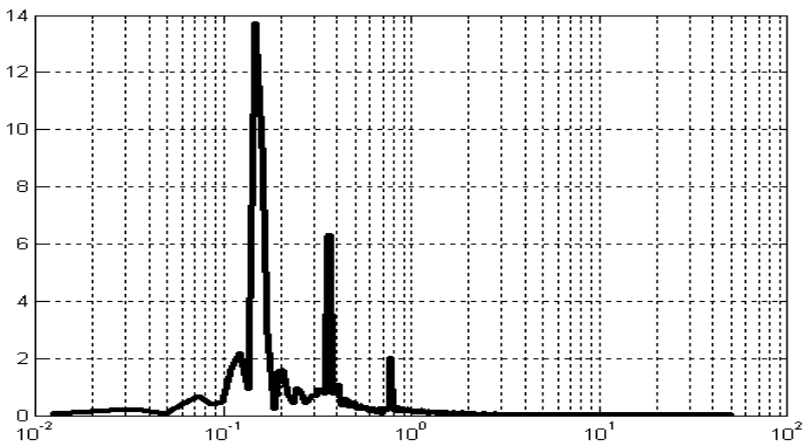
여기서 ω 는 주파수[rad/sec], ω_c 는 차단주파수[rad/sec]를, n 은 필터탭(Filter Tap)을 의미한다. 일반적으로 필터탭을 크게 하면 할수록 차단주파수 부근에서의 필터성능은 좋아지지만, 반대로 필터식이 복잡해져 결국 연산부담으로 돌아오게 된다. 따라서 n 의 선택은 필터성능과 연산부담 사이에 적절한 타협이 필요하다.

위의 아날로그 필터 방정식에 쌍선형 변환(Bilinear Transformation)을 적용하면 다음과 같은 IIR 디지털 필터를 얻을 수 있다.

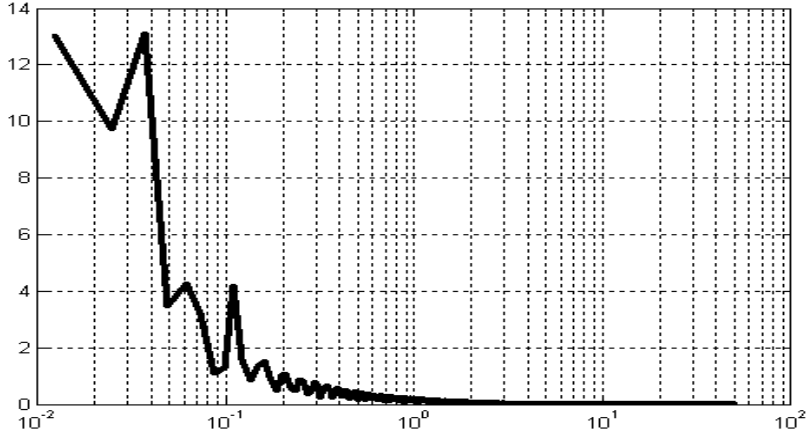
$$H(z) = \left. \tilde{H}(j\omega) \right|_{\omega = j\frac{2}{T} \frac{z^{-1}-1}{z^{-1}+1}} \quad (4.12)$$

$$= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}$$

여기서 T 는 샘플링 시간이고, $a_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 과 $b_j (j = 0, 1, 2, \dots, n)$ 은 필터 계수이다. 본 연구에서는 경험적인 방법으로 신호의 차단주파수를 얻기 위해 실험 장치로부터 방위각과 고각 신호를 계측하고 이를 Fourier 변환하여 크기곡선(Magnitude Spectrum)을 그렸다.



(a) Azimuth



(b) Elevation

그림 4.4 측정신호의 크기곡선

Fig. 4.4 Magnitude curves of measurement signals

두 그림으로부터 크기곡선은 약 10[Hz] 이상의 주파수에서는 근사적으로 0이 되어 차단주파수를 $\omega_c = 10$ [Hz]로 선정하였고, 필터탭을 3으로 하여 필터 계수를 구한 결과 다음과 같은 시간영역의 IIR 디지털 필터 방정식을 얻을 수 있다.

$$\hat{y}(k) = -a_1\hat{y}(k-1) - a_2\hat{y}(k-2) - a_3\hat{y}(k-3) + b_0y(k) + b_1y(k-1) + b_2y(k-2) + b_3y(k-3) \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} b_0 &= 0.018099, & b_1 &= 0.054297, & b_2 &= 0.054297, & b_3 &= 0.018099 \\ a_0 &= 1, & a_1 &= -1.760042, & a_2 &= 1.1828933, & a_3 &= -0.278059 \end{aligned}$$

여기서 $y(k)$ 와 $\hat{y}(k)$ 는 각각 필터 입력과 출력을 의미한다.

그림 4.5는 IIR 디지털 필터를 구현하기 위한 표준형 구성도를 나타낸 것이고, 표 4.1은 필터 구현 함수를 나타낸 것이다.

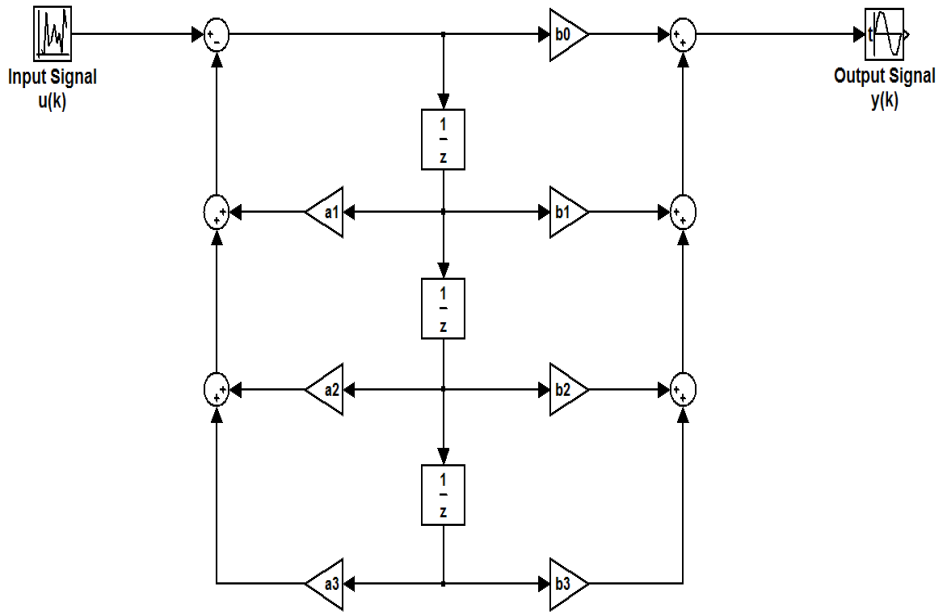


그림 4.5 IIR 필터의 표준형 구성

Fig. 4.5 Standard form for implementing the IIR Filter

표 4.1 IIR 필터 구현 함수

Table 4.1 Function of IIR Filter

IIR Filter Function
<pre> double IIR_Filter (double u) { static double dy=d2y=d3y=0; static double du=d2u=d3u=0; double y_hat; double a1=-1.760042, a2=1.1828933, a3=-0.278059; double b0=0.018099, b1=0.054297, b2=0.054297, b3=0.018099; y_hat = (-a1*dy)+(-a2*d2y)+(-a3*d3y)+(b0*u)+(b1*du)+(b2*d2u)+(b3*d3u); d3y=d2y; d2y=dy; dy=y_hat; d3u=d2u; d2u=du; du=u; return(y_hat); } </pre>

4.2.4 파라미터 추정

식 (4.1)과 같이 Pedestal 모델의 구조와 차수가 결정되면 Night Vision Pedestal 제어기를 설계하기 위한 다음 작업은 파라미터 K_i , τ_i , L_i ($i = E, A$)를 추정하는 것이다. 적응 메카니즘으로서의 RCGA와 모델조정기법으로 방위각과 고각 축의 파라미터를 얻기 위한 구성도는 그림 4.6과 같다. 실수코딩을 사용함으로써 염색체는 모델 파라미터들의 결합으로 표현된다.

$$s_i = (K_i, \tau_i, L_i) \quad i = (E, A) \quad (4.14)$$

적응 메카니즘으로서의 RCGA는 제어대상 시스템과 모델의 출력 차가 최소가 되도록, 즉 모델의 동특성이 시스템의 동특성에 가깝도록 계속적으로 모델의 파라미터를 조정하게 된다.

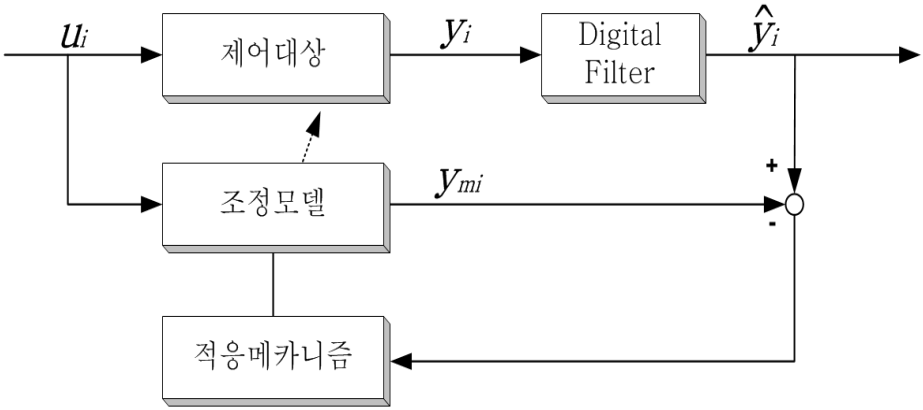
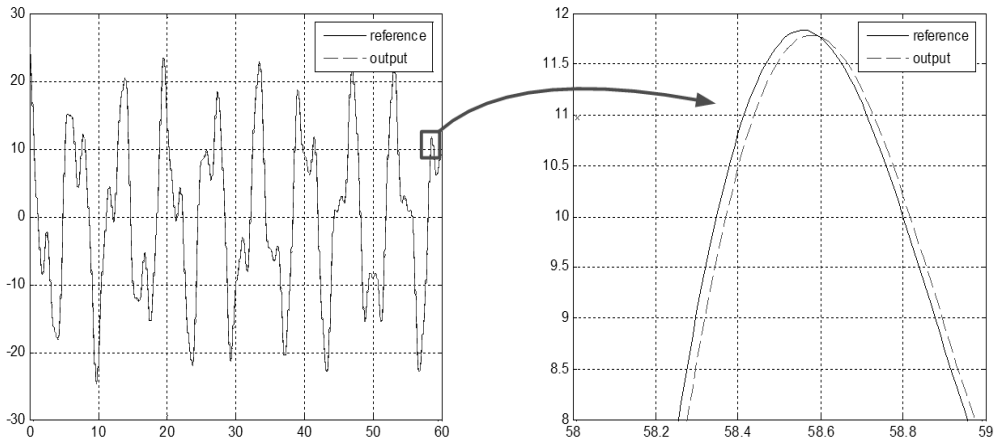


그림 4.6 파라미터 추정을 위한 구성도

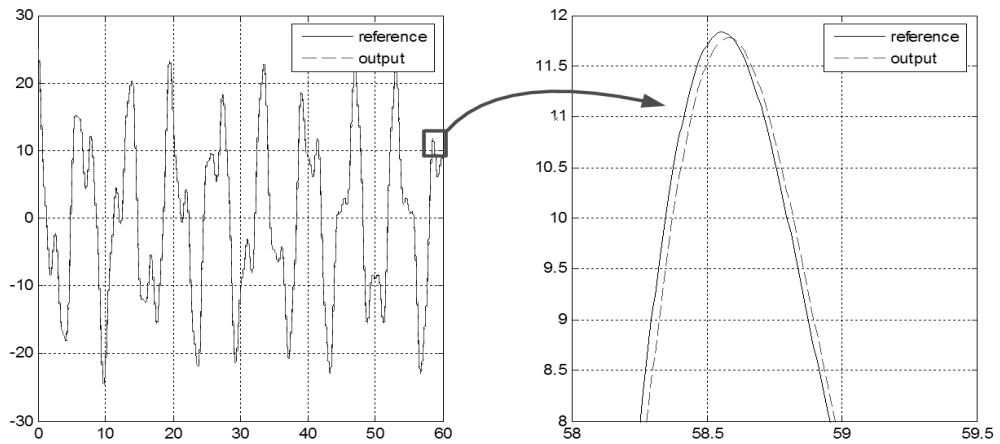
Fig. 4.6 Configuration for parameter estimation

이를 위해 장치로부터 각 축에 대한 입출력 신호의 계측이 필요하다. Pedestal의 방위 각 또는 고각 축이 하나의 평형점에서 움직일 때 기준입력과 필터링된 출력 데이터 $\{u_i(t), \hat{y}_i(t)\}$ 를 수집하였다. 이 때 샘플링 시간은 $T= 0.01[\text{sec}]$ 로 선정하였고, 사용된 입력신호는 다음과 같다.

$$u_i(t) = 15\sin(0.3\pi t) + 8\sin(0.71\pi t) + 2\sin(1.54\pi t) \quad (i = E, A) \tag{4.15}$$



(a) Azimuth



(b) Elevation

그림 4.7 계측된 입출력 신호

Fig. 4.7 Measured I/O signal

개체집단이 진화해 가는 동안 유전알고리즘은 개체간의 우열(각 개체로부터 복호화된 변수로 설정된 모델의 성능)을 가리기 위하여 적합도를 필요로 하는데, 적합도는 다음 목적함수로부터 계산된다.

$$f_1(\phi_i) = \sum_{k=1}^W |y_{mi}(k) - y_i(k)| \quad (4.16)$$

여기서 $\phi_i = [K_i \ \tau_i \ L_i]^T$ 는 조정되는 벡터이고, W 는 적절히 선정되는 데이터의 크기이다. K_i, τ_i, L_i 의 탐색 구간은 $0 < K_i, \tau_i \leq 10, 0 < L_i \leq 1$ 로 설정하였다. 그리고 사용된 데이터 크기는 $W = 2000$ 이었다.

4.3 RCGA 기반의 2 자유도 PID 제어기 설계

4.3.1 기존의 PID 제어기의 한계

그림 4.8은 기존의 PID 제어기의 구조를 나타낸 것이다.

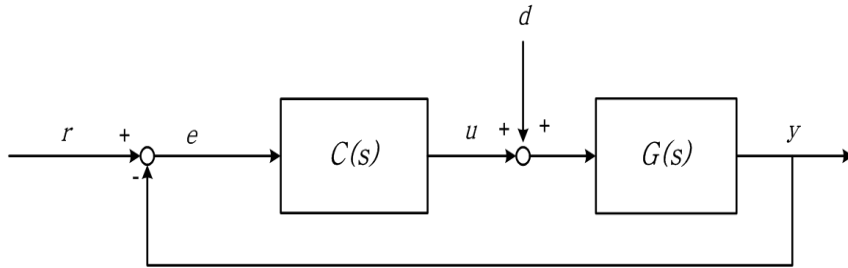


그림 4.8 기존의 PID 제어시스템의 블록선도

Fig. 4.8 Block diagram of a conventional PID control system

이때, r 은 설정치, y 는 출력, d 는 외란, $C(s)$ 는 PID 제어기, $G(s)$ 는 플랜트에 해당하며, $C(s)$ 의 전달함수는 통상 다음과 같이 주어진다.

$$C(s) = K_P \left\{ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right\} \quad (4.17)$$

여기서 K_P 는 비례이득, T_i 는 적분시간, T_d 는 미분시간을 의미한다. 비례동작은 기본 동작으로서 도달시간을 줄여주지만 정상오차를 제거하는 기능이 없으며, 적분동작은 정상오차를 제거해주나 잘못 조정하면 과도응답이 나빠진다. 이 때 미분동작을 잘 활용함으로써 오버슈트를 줄이고 과도응답을 개선할 수 있다.

이때, r 에 대한 출력 y 의 전달함수 $G_{yr1}(s)$ 와 외란 d 에 대한 출력 y 의 전달함수 $G_{yd1}(s)$ 는 다음과 같이 주어진다. 여기서 아래첨자 '1'은 'One-Degree-Of-Freedom'의 의미에서 기존의 PID 제어기를 지칭한다.

$$G_{yr1}(s) = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (4.18)$$

$$G_{yd1}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (4.19)$$

사용자는 만족할 만한 출력 y 를 얻기 위해서는 설정치 r 과 관계가 있는 $G_{yr1}(s)$ 그리고 외란 d 와 관계가 있는 $G_{yd1}(s)$ 2개의 전달함수를 각각 최적화 하여야 한다. 하지만 2개의 전달함수는 서로 연관되어 있어 각각의 전달함수를 독립적으로 최적화하는 것은 불가능하며, 오직 $C(s)$ 의 파라미터만이 사용자에게 의한 동조가 가능하다. 위의 두 전달함수에서 $C(s)$ 치환을 통해 상관관계를 살펴보면 그 한계가 명확해진다.

$$G_{yr1}(s)G(s) + G_{yd1}(s) = G(s) \quad (4.20)$$

플랜트의 전달함수인 $G(s)$ 가 주어질 때, $G_{yr1}(s)$ 와 $G_{yd1}(s)$ 의 관계는 서로 종속관계이므로 원하는 설정치에 빠르게 추종하도록 $G_{yr1}(s)$ 를 최적화 하면 $G_{yd1}(s)$ 역시 불가분하게 정해지므로 외란억제 성능이 떨어지고 반대로 외란억제 성능이 우수하도록 $G_{yd1}(s)$ 를 최적화 하면 $G_{yr1}(s)$ 가 임의의 형태로 고정되어 설정치 추종 성능이 좋지 않다. 이 때문에 기존의 PID 제어기는 설정치 추종 성능을 중요시하는 파라미터와 외란억제 성능을 중요시하는 파라미터 등 두 가지 목록을 가지게 된다.

이러한 기존의 PID 제어기의 한계점을 시뮬레이션을 통해 확인하기 위하여 다음 그림과 같은 제어 시스템을 가정하고 RCGA를 통한 제어기 $C(s)$ 의 최적화를 통해 설정치 추종 성능 및 외란억제 성능을 살펴본다.

산업현장에서 경험하는 대부분의 고차 시스템은 1차 시스템과 시간지연요소의 결합으로 근사화 할 수 있으므로 이러한 시스템을 대상으로 간단히 확인 할 수 있다. 편의상 시뮬레이션을 위한 $G(s)$ 는 식 (4.21)과 같으며, RCGA를 이용하여 최적화된 PID 제어기의 파라미터는 표 4.2와 같다.

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.3s} \quad (4.21)$$

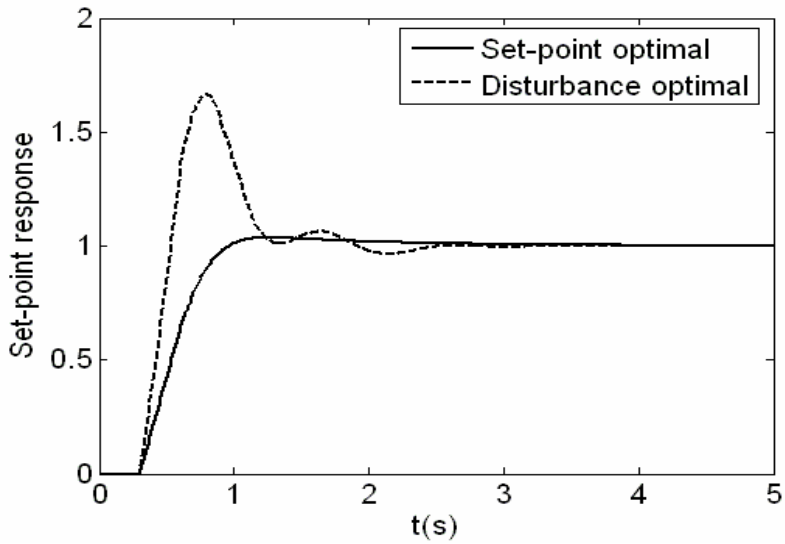
RCGA를 이용하여 주어진 플랜트 $G(s)$ 를 위한 최적화된 $C(s)$ 의 파라미터는 표 4.2와 같으며, 이때 단위입력응답과 단위외란응답을 각각 그림 4.9(a)와 그림 4.9(b)에 나타내었다. 단 단위입력 인가 시, 외란은 '0'으로 간주하였으며 마찬가지로 단위외란 인가 시, 입력은 '0'으로 간주하였다.

그림에서 보면 설정치 추종 성능이 우수하도록 동조하였을 때의 응답은 외란억제 성능이 떨어지고, 반대로 외란억제 성능이 우수하도록 동조하였을 때의 응답은 추종 성능이 떨어짐을 확인할 수 있다.

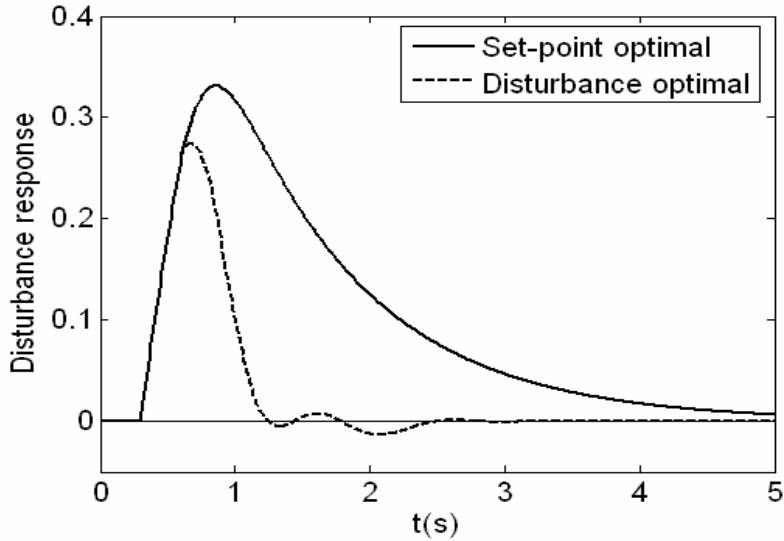
표 4.2 $G(s)$ 에 대한 최적 파라미터

Table 4.2 Optimized parameter sets for $G(s)$

Parameters	Reference tracking	Disturbance rejection
K_P	2.1510	3.9630
T_i	1.0863	0.5322
T_d	0.0735	0.1168



(a) 설정치 추종응답



(b) 외란억제응답

그림 4.9 설정치 추종응답과 외란억제응답

Fig 4.9 Set-point tracking response and disturbance rejection response

4.3.2 2 자유도 PID 제어기 설계

지난 수십 년 동안 제어이론의 많은 발전이 있어왔음에도 불구하고, 아직도 대부분의 산업 현장에서 PID 제어기를 채용하고 있다. 그 이유는 구조가 단순하고, 동조해야 할 제어기 계수가 적고 또 동작점에서 동조된 제어기가 만족할만한 제어성능을 보이고 있기 때문이다. 따라서 현장 기술자의 편의를 위해 지난 60여 년간 많은 동조 규칙들이 제안되어 왔다.

선박에 장착되는 NVS은 증거물 확보를 위해 알파 레이더에서 지령되는 움직이는 목표물을 정확히 따를 수 있는 추종(Tracking) 기능과 파도, 바람 등 예측할 수 없는 외란이 존재하는 환경에서 탑재된 카메라가 원거리에 있는 목표물을 지향할 수 있도록 안정화(Stabilization) 기능을 동시에 가져야 한다. 따라서 목표치 추종과 외란제거 성능을 독립적으로 개선할 수 있는 2자유도(Two Degree of Freedom: TDF) PID 제어기가 사용된다.

2축 Pedestal의 방위각 축과 고각 축은 각각 독립적으로 제어되고 앞에서 잠시 언급하였듯이 제어시간은 외란의 변화시간에 비해 매우 짧은 것으로 간주한다. 전체 제어시스템은 그림 4.10과 같고, 각각의 전달함수는 식 (4.22)~(4.24)로 주어진다. 편의상 방위각과 고각을 의미하는 첨자를 생략하고 표기하면 다음과 같다.

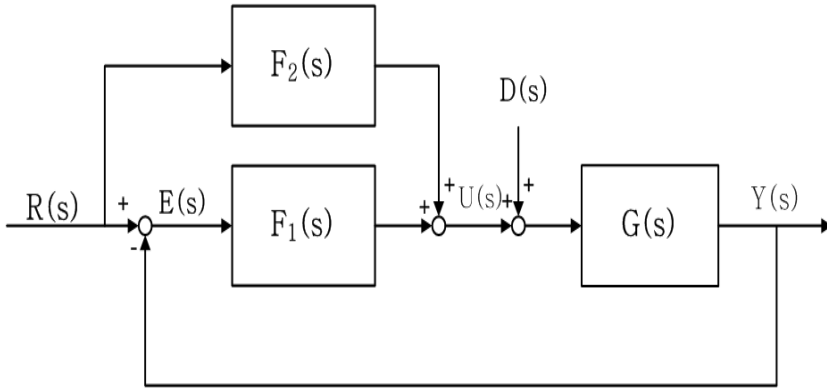


그림 4.10 방위각과 고각 제어용 2 자유도 PID제어 시스템

Fig. 4.10 TDF PID Control system for azimuth and elevation control

그림 4.10에서 제어대상 $G(s)$ 는 식 (4.1)과 같으며, TDF PID 제어기는

$$F_1(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d Q(s) \right] \quad (4.22)$$

$$F_2(s) = -K_p [\alpha + \beta T_d Q(s)] \quad (4.23)$$

$$Q(s) = \frac{s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \quad (4.24)$$

이다.

그림 4.10에서 r , y , u , d 는 각 축의 설정치(목표치), 출력, 제어입력 및 외란이다. TDF PID 제어기는 오차에 대한 피드백 보상을 위한 전달함수 $F_1(s)$ 와 목표치 신호에 대한 피이드포워드 보상을 위한 전달함수 $F_2(s)$ 로 구성되고, 이들은 근사미분 동작 $Q(s)$ 를 포함하고 있다. $F_1(s)$ 에서 K_p , T_i , T_d 는 비례이득, 적분시간 및 미분시간을 뜻하며 $F_2(s)$ 에서 α , β 는 0과 1사이의 값을 갖는 매개변수이고 특히 N 는 미분동작의 필터링 효과를 주는 요소로서, 제어환경에 따라 경험적으로 $N=10\sim100$ 사이에서 결정될 수 있다.

식 (4.22)~(4.24)로 표시되는 제어기의 전달함수는 식 (4.25)와 같이 쓸 수 있고 이를 다시 블록선도로 표시하면 그림 4.11과 같다.

$$U(s) = [F_1(s) + F_2(s)]R(s) - F_1(s)Y(s)$$

$$= K_p \left[(1-\alpha) + \frac{1}{T_i s} + (1-\beta) T_d Q(s) \right] R(s) + K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d Q(s) \right] Y(s) \quad (4.25)$$

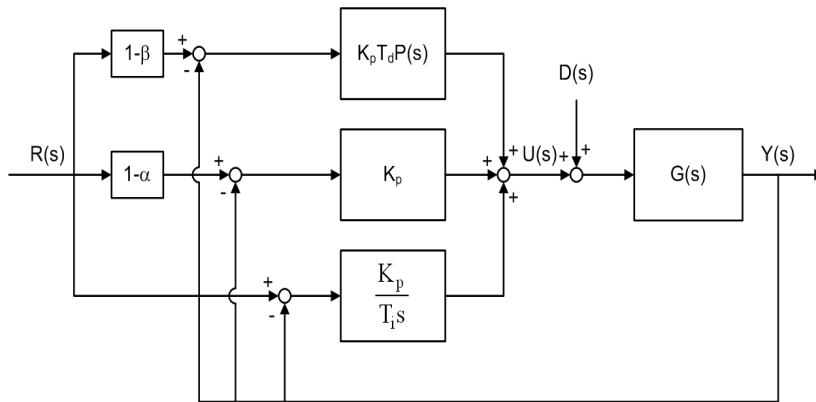


그림 4.11 등가 TDF PID 제어 시스템

Fig. 4.11 Equivalent TDF PID control system

식 (4.25)와 그림 4.11에서 보면 제어기 출력은 설정치 $R(s)$ 와 출력 $Y(s)$ 에 연결되어 있고, 특히 $(1-\alpha)$ 와 $(1-\beta)$ 는 $R(s)$ 에 연결되어 있는 PID 제어기의 비례요소와 미분 요소의 강도(Strength)를 뜻한다. 표준 PID 제어기는 $\alpha=0$ 와 $\beta=0$ 을 갖는 TDF PID 제어기의 특별한 형태임을 알 수 있다.

그림 4.10과 식 (4.22)~(4.24)을 사용하여 $R(s)$ 로부터 $Y(s)$ 까지, $D(s)$ 로부터 $Y(s)$ 까지의 전달함수를 독립적으로 구하고 이를 결합하면 다음과 같이 표시된다.

$$G_{yr}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)[F_1(s) + F_2(s)]}{1 + G(s)F_1(s)} \quad (4.26)$$

$$G_{yd}(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)F_1(s)} \quad (4.27)$$

$$Y(s) = G_{yr}(s)R(s) + G_{yd}(s)D(s) \quad (4.28)$$

여기서 첨자 yr 는 $d=0$ 인 경우의 입출력 신호를, yd 는 $r=0$ 인 경우의 입출력 신호를 의미한다. 다시 각각의 오차 $E_{yr}(s)$ 와 $E_{yd}(s)$ 와 전체 오차를 구하면 다음과 같이 표시된다.

$$E_{yr}(s) = \frac{1 - G(s)F_2(s)}{1 + G(s)F_1(s)} R(s) \quad (4.29)$$

$$E_{yd}(s) = -\frac{G(s)}{1 + G(s)F_1(s)} D(s) \quad (4.30)$$

$$E(s) = E_{yr}(s) + E_{yd}(s) \quad (4.31)$$

식 (4.29)~(4.31)로부터 다음 조건이 만족하면 계단상의 설정치 변경과 계단상의 외란 변경에 정상편차가 0이 되므로, 본 연구의 제어 시스템은 이 조건을 모두 만족하므로 계단상의 설정치 또는 외란 변경에 정상편차가 발생되지 않음을 확인할 수 있다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} F_1(s) \rightarrow 0 \quad (4.32)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{F_2(s)}{F_1(s)} = 0s \quad (4.33)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} G(s) \neq 0 \quad (4.34)$$

입출력 관계식에서 알 수 있듯이 출력은 설정치에 의한 응답과 외란에 의한 응답의 선형결합으로 되어 있고, 다시 설정치에 의한 응답은 피드백 보상과 피드포워드 보상이 결합되어 있다. 특히 외란에 대한 응답은 $F_2(s)$ 와는 무관하므로 먼저 $F_1(s)$ 의 파라미터를 최적 동조한 후 이 값을 이용하여 다시 피드포워드 보상요소인 $F_2(s)$ 의 매개변수를 동조할 수 있다.

각 축의 TDF PID 제어기는 모델과 RCGA를 기반으로 동조되며 다음과 같은 과정으로 수행된다.

Step 1: Select N heuristically

Step 2: Tune the parameters $\{K_p, T_i, T_d\}$ of $F_1(s)$ using the estimated model and a RCGA to optimize the disturbance rejection response

Step 3: With fixing $F_1(s)$, tune the parameters $\{\alpha, \beta\}$ of $F_2(s)$ using the estimated model and another RCGA to optimize the set-point tracking response

그림 4.12는 RCGA와 제어대상의 모델을 기반으로 $F_1(s)$ 의 파라미터 K_p, T_i, T_d 를 최적 동조하는 과정을 보여주고 있으며, 이때 목적함수는 식 (4.35)의 IAE를 사용하였다.

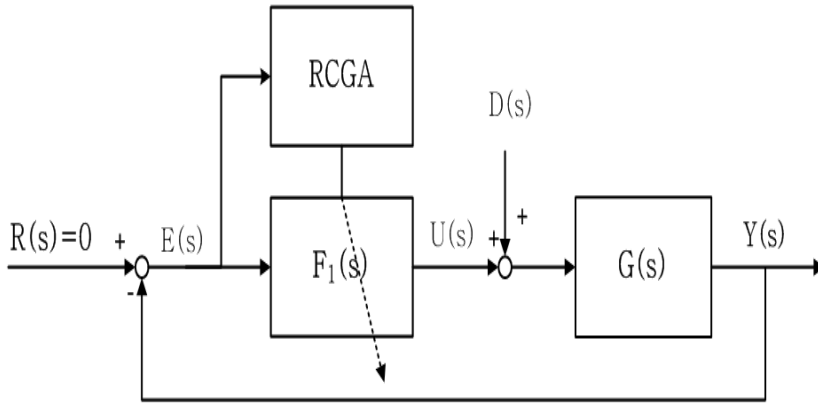


그림 4.12 RCGA를 이용한 $F_1(s)$ 파라미터의 동조

Fig. 4.12 Parameter tuning of $F_1(s)$ using a RCGA

모델의 매개변수 추정에서 RCGA는 시스템의 출력과 모델의 출력 차 $e(t) = r(t) - y(t)$ 의 시간을 곱한 제곱적분값(Integral of Time multiplied by the Squared Error: ITSE)이 최소가 되도록 세 파라미터를 조정하게 되는데 이 때 $r(t) = 0$ 으로 고정된다.

$$f_2(\phi) = \int_0^{t_f} t e^2(t) dt \quad (4.35)$$

여기서 $\phi = [K_p \ T_i \ T_d]^T$ 이고, t_f 는 최종적분 시각이고 t_f 는 이후의 적분 값을 무시해도 좋을 정도의 충분히 큰 시간이다. 한편 TDF PID 제어기의 $F_2(s)$ 의 동조에서 RCGA는 다음 ITSE 함수가 최소가 되도록 제어기의 계수를 조정하게 된다.

$$f_3(\phi) = \int_0^{t_f} t e^2(t) dt \quad (4.36)$$

여기서 $\phi = [\alpha \ \beta]^T$ 이다.

그림 4.13은 RCGA와 제어대상의 모델을 기반으로 $F_2(s)$ 의 파라미터 α, β 를 최적 동조하는 과정을 보여주고 있다.

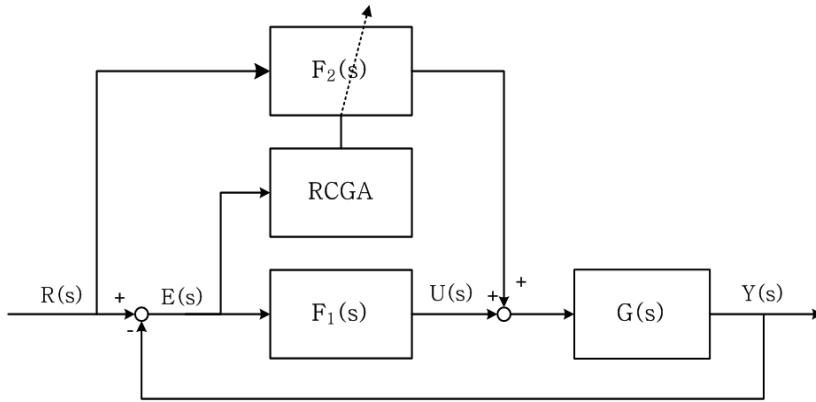


그림 4.13 RCGA를 이용한 $F_2(s)$ 파라미터의 동조
 Fig. 4.13 Parameter tuning of $F_2(s)$ using a RCGA

제 5 장 시뮬레이션 및 실험결과 검토

5.1 실험 환경

본 연구에서 사용된 실험 환경은 그림 5.1과 같다. 그림의 위쪽에 보이는 것이 실제 선박용 동요안정식 NVS의 Pedestal이며 중앙의 빈 공간에 주/야간 카메라, 열상카메라, IR Searchlight 등이 탑재된다. 아래쪽에 보이는 모션베이스는 6개의 독립적인 모터를 이용하여 선박의 움직임을 구현하는 장비이다. 실험은 2장과 3장에서 구현한 SIU와 PCU의 하드웨어에 대한 기본 실험을 하였다.

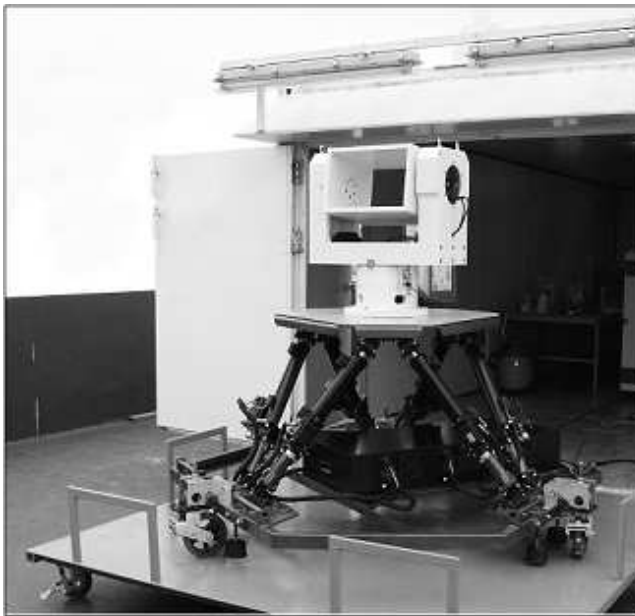


그림 5.1 Pedestal 실험 환경

Fig. 5.1 Pedestal test environment

표 5.2 Azimuth 축 데이터 설명

Table 5.2 Azimuth axis data description

bit	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0	
data	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1
values	M	N/A	Type	P	The contents are in two's complement format. The LSB represents $60 \mu\text{s}$, or $0.216^\circ/\text{hr}$.																												

유효 비트(bit 31)이 '1', 데이터 타입은 'Rate data', Odd parity '0'이다. 수신 데이터는 각속도를 나타내며, 수신된 값, '00000000000000001100100111(2)'는 '807(10)'이다. 이때 LSB가 $60 \mu\text{s}$ 이므로 수신된 Azimuth축의 각속도는 $0.04842^\circ/\text{s}$ 이다.

그림 5.5는 구현된 SIU의 FPGA 출력파형으로, SIU는 광자이로 센서 KVH DSP-4000으로 부터 Elevation, Azimuth축을 신호를 수신하면 두 개의 데이터를 조합하여 메인 컨트롤러로 전송한다. 데이터 포맷은 앞서 설명한 바와 같이 먼저 데이터 프레임의 시작을 알리는 preamble인 0xFA, 0xFF가 전송되며 이어서 Elevation 데이터, Azimuth 데이터 그리고 오류검사를 위한 check_sum 데이터가 전송되는 모습을 확인할 수 있다.

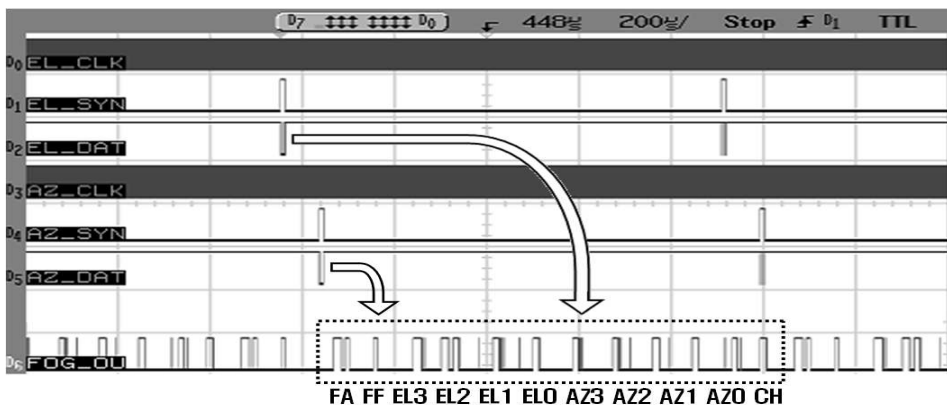


그림 5.5 SIU의 출력 신호

Fig. 5.5 Output signals of SIU

5.2.2 PCU(Pedestal Control Unit)의 구현

그림 5.6은 ARM 코어의 프로세서와 PCL6045 모션 콘트롤 보드를 사용하여 모터 구동 출력과형으로 Motor Pusle 및 Motor Direction 을 출력하기 위한 실험환경을 나타내고 있다.



그림 5.6 PCU 실험 환경

Fig. 5.6 PCU test environment

그림 5.7과 5.8은 PUC의 모터 구동 출력파형으로 Motor Pulse 및 Motor Direction 을 나타내고 있다.

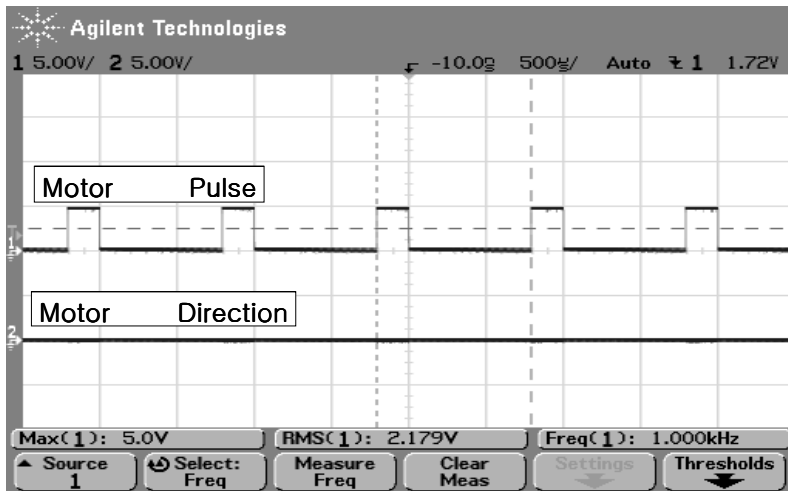


그림 5.7 모션 보드 출력신호 (CW)

Fig. 5.7 Output signals of motion board(CW)

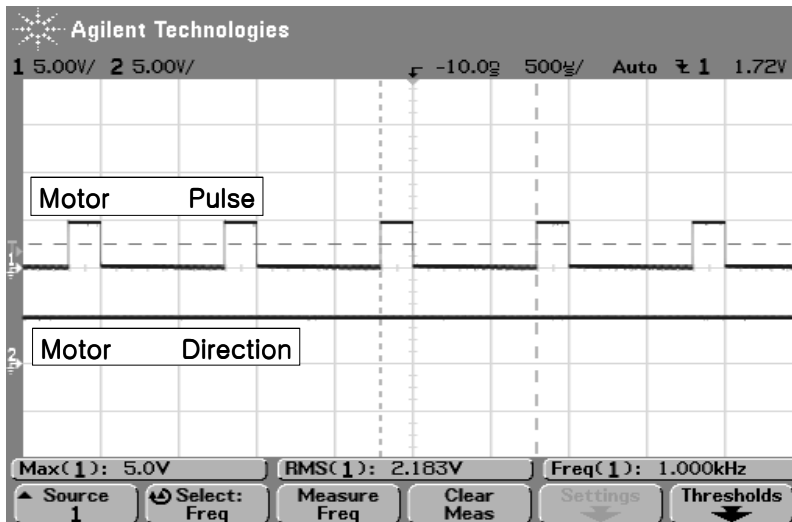


그림 5.8 모션 보드 출력신호 (CCW)

Fig. 5.8 Output signals of moton board(CCW)

5.3. 2 자유도 PID 제어기의 응답실험

5.3.1 시뮬레이션

앞 장에서 성능지수 ITAE에 근거한 최적의 TDF PID 제어기를 동조하는 방법을 제안하였다. 제안한 동조규칙의 효용을 입증하기 위해 시뮬레이션을 실시하였고, 그 결과를 기존의 동조규칙인 Ziegler-Nichols 개루프법, Cohen-Coon법, Lopez-ITAE법과 함께 응답을 비교하였다. 시뮬레이션에 사용되는 제어대상 시스템은 문헌에 자주 인용되는 고차 시간지연을 가지는 모델을 사용하였다.

(1) 시스템 I

먼저 시간 지연을 갖는 3차 시스템을 고려하였다.

$$P(s) = \frac{1}{(1+0.5s)(1+s)(1+2s)} e^{-s} \quad (5.2)$$

가. 시스템의 근사화

시스템 I을 식 (5.3)의 제어대상과 같은 형태로 표현하기 위해 RCGA를 이용하여 근사화 하였다. 각각의 파라미터는 각각 $0 \leq K \leq 10$, $0 \leq \tau \leq 10$, $0 \leq L \leq 10$ 의 구간에서 탐색되었다. 샘플링 시간을 0.01초로 설정하고 근사화한 결과는 다음과 같다.

$$P(s) = \frac{K}{1+\tau s} e^{-Ls} \quad (5.3)$$

$$\hat{P}(s) = \frac{1.000}{1+2.173s} e^{-2.473s} \quad (5.4)$$

얻어진 모델 식 (5.4)와 주어진 시스템 식 (5.2)가 유사한 시스템인지 확인하기 위해 단위계단입력을 인가하고 두 시스템의 응답을 그린 것이 그림 5.9이다. 이를 통해 근사화한 모델과 시스템이 거의 유사함을 확인할 수 있다.

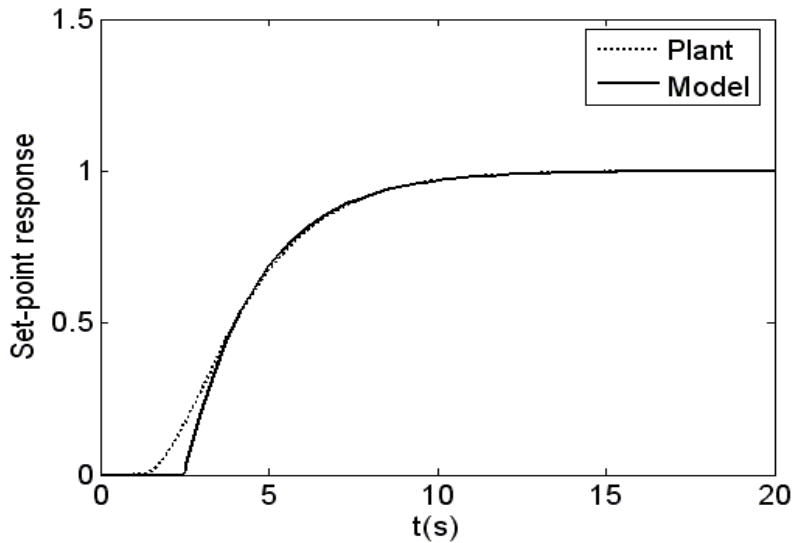


그림 5.9 추정된 모델의 검증

Fig 5.9 Verification of the estimated model

나. 동조규칙에 따른 파라미터

추정된 모델을 대상으로 기존의 동조규칙과 본 논문에서 제안한 RCGA를 이용한 TDF PID 제어기 동조법을 통해 얻어진 제어기의 파라미터는 다음과 같다.

표 5.3 동조규칙에 따른 파라미터

Table 5.3 Parameters according tuning rules

동조규칙	K_P	T_i	T_d	α	β
GA-TDF	1.206	2.704	0.844	0.496	0.495
Ziegler-Nichols	1.054	4.946	1.237	×	×
Cohen-Coon	1.422	4.344	0.745	×	×
Lopez-ITAE	1.201	2.839	0.942	×	×

다. 응답 비교

각각의 파라미터에 따른 제어기의 성능을 확인하기 위해 먼저 모델에 단위계단입력을 인가한 결과는 그림 5.10과 같으며, 이어서 모델에 단위계단외란을 인가한 결과는 그림 5.11과 같다.

그림에서 보는 것과 같이 Ziegler-Nichols 동조규칙의 경우 설정치 추종성능과 외란억제성능 양쪽 모두 좋지 못하였으며, 설정치 추종성능이 우수하게 나타난 Cohen-Coon 동조규칙은 외란인가시 정상상태로 돌아오는데 오랜 시간이 소요되었다. 반면 외란억제성능이 우수하게 나타난 L-ITAE 동조규칙은 설정치 인가시 오버슈트가 비교적 크게 나타났다. 이에 반해 TDF PID 동조규칙은 설정치 추종성능과 외란억제성능 모두 양호한 응답을 보여주었다.

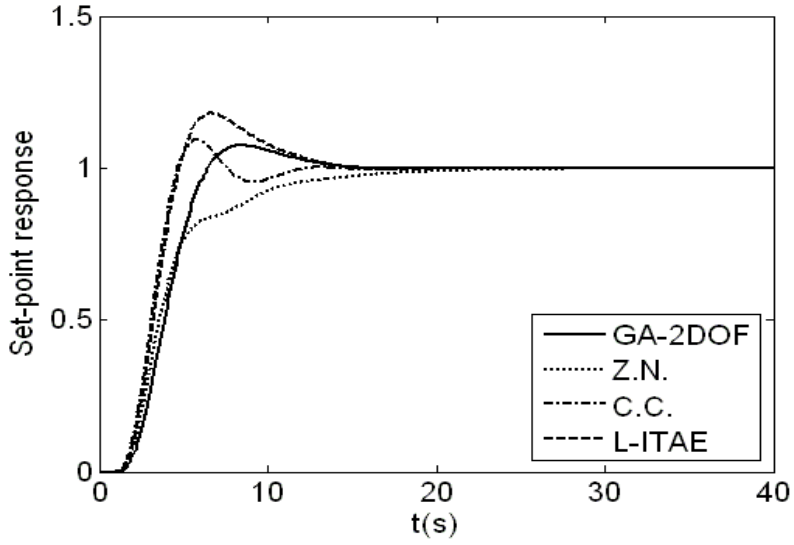


그림 5.10 설정치 추종응답 비교

Fig 5.10 Set-point response comparison

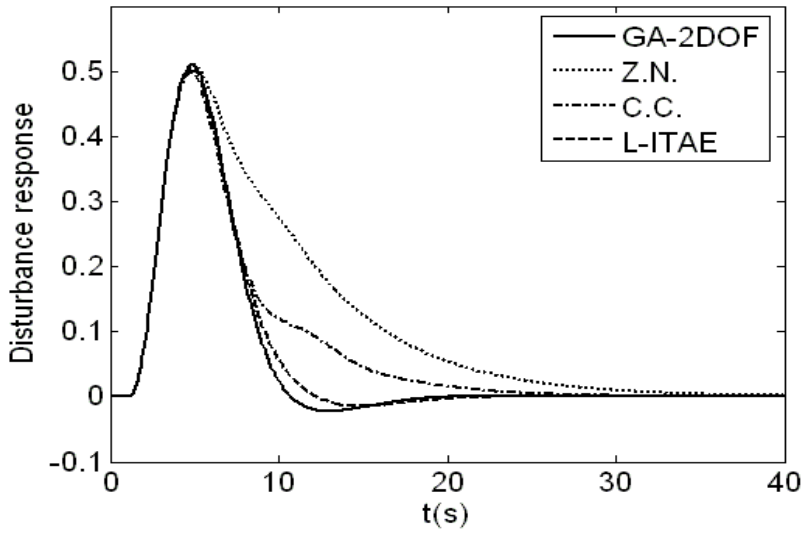


그림 5.11 외란제거응답 비교

Fig 5.11 Disturbance rejection response comparison

(2) 시스템 II

다음은 시간지연이 다소 큰 3차 시스템을 고려하였다.

$$P(s) = \frac{1}{(1 + 1.0s)^2(1 + 2s)} e^{-5s} \quad (5.5)$$

가. 시스템의 근사화

시스템 II를 식 (5.3)의 제어대상과 같은 형태로 표현하기 위해 RCGA를 이용하여 근사화 하였다. 각각의 파라미터는 각각 $0 \leq K \leq 10$, $0 \leq \tau \leq 10$, $0 \leq L \leq 10$ 의 구간에서 탐색되었다. 샘플링 시간을 0.01초로 설정하고 근사화한 결과는 다음과 같다.

$$\hat{P}(s) = \frac{1.000}{1 + 2.375s} e^{-6.778s} \quad (5.6)$$

얻어진 모델 식(5.6)과 주어진 시스템 식 (5.5)가 유사한 시스템인지 확인하기 위해 단위계단입력을 인가하고 두 시스템의 응답을 그린 것이 그림 5.12이다. 이 그림을 통해 근사화한 모델과 시스템이 거의 유사함을 확인할 수 있다.

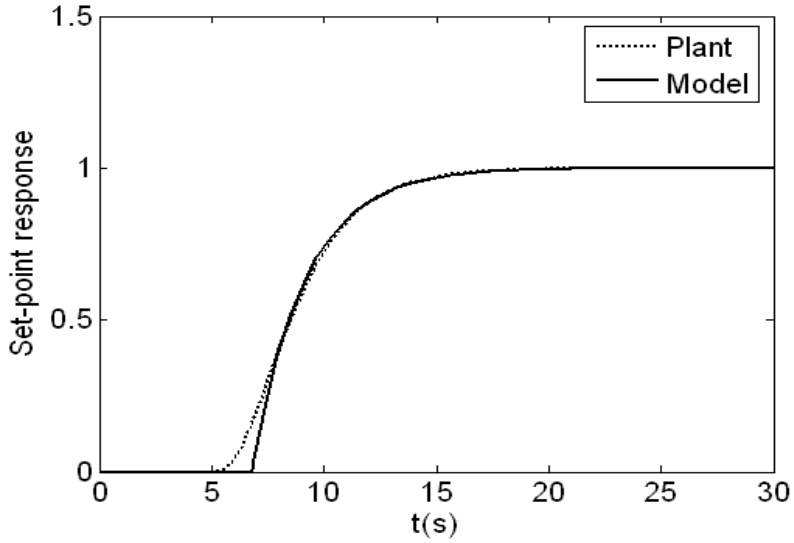


그림 5.12 추정된 모델의 검증

Fig 5.12 Verification of the estimated model

나. 동조규칙에 따른 파라미터

추정된 모델을 대상으로 기존의 동조규칙과 본 논문에서 제안한 RCGA를 이용한 TDF PID 제어기 동조규칙을 통해 얻어진 제어기의 파라미터는 다음과 같다.

표 5.4 동조규칙에 따른 파라미터

Table 5.4 Parameters according tuning rules

동조규칙	K_P	T_i	T_d	α	β
GA-TDF	0.614	4.795	1.917	0.353	0.283
Ziegler-Nichols	0.421	13.556	3.389	×	×
Cohen-Coon	0.717	9.292	1.623	×	×
Lopez-ITAE	0.503	6.116	2.569	×	×

다. 응답 비교

각각의 파라미터에 따른 제어기의 성능을 확인하기 위해 먼저 모델에 단위계단입력을 인가한 결과는 그림 5.13과 같으며, 이어서 모델에 단위계단외란을 인가한 결과는 그림 5.14와 같다.

앞서 시스템 I 과 같이 다소 시간지연이 큰 시스템 II에서도 TDF PID 제어기와 RCGA를 이용해 얻은 동조규칙의 경우 다른 동조규칙과 달리 설정치 추종성과 외란 억제성능 모두 양호한 형태를 보여주었다. 특히 기존의 동조규칙들은 그 성능이 현격하게 낮아졌으며, 이는 기존의 동조규칙의 모델이 긴 시간지연을 고려하지 않았기 때문으로 판단된다.

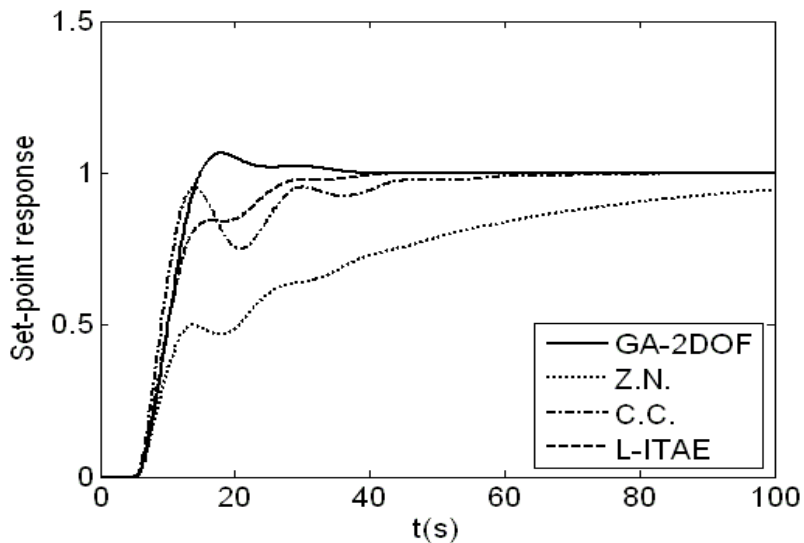


그림 5.13 설정치 추종응답 비교

Fig 5.13 Set-point tracking response comparison

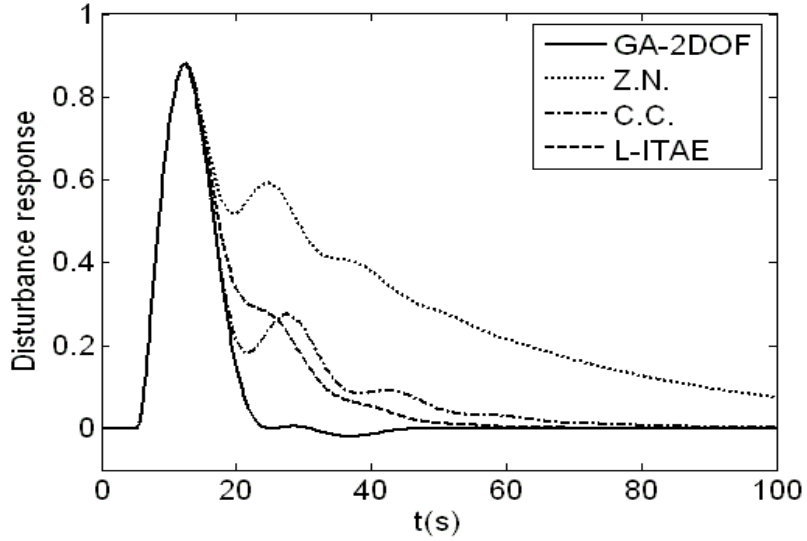


그림 5.14 외란제거응답 비교

Fig 5.14 Disturbance rejection response comparison

5.3.2 Pedestal 모델을 이용한 응답실험

다음은 그림 5.1의 실제 선박용 야간감시장비의 Pedestal을 대상으로 제어부에 제안한 TDF PID 제어기를 적용하여 그 효용을 검증하였다.

(1) 동조규칙에 따른 파라미터

먼저 실험 장치로부터 데이터를 취득하고 4.2.4절의 파라미터 추정법으로 모델을 얻은 결과 표 5.5와 같다.

표 5.5 추정된 파라미터

Table 5.5 Estimated parameters

동조규칙	K_i	τ_i	L_i
고각	0.998	0.002	0.002
방위각	1.000	0.021	0.004

편의상 본연구에서는 방위각 모델에 대해 기존의 동조규칙과 3장에서 제안한 새로운 동조규칙에 따른 Pedestal 모델을 위한 제어기의 파라미터는 다음과 같다.

표 5.6 동조규칙에 따른 파라미터

Table 5.6 Parameters according tuning rules

동조규칙	K_p	T_i	T_d	α	β
GA-TDF	4.925	0.0093	0.0020	0.679	0.665
Ziegler-Nichols	5.082	0.0099	0.0025	×	×
Cohen-Coon	5.897	0.0111	0.0017	×	×
Lopez-ITAE	5.323	0.0086	0.0019	×	×

(2) 동조규칙에 따른 성능비교

제안한 동조규칙의 성능을 확인하기 위해 모델로 표현된 페데스탈에 단위계단입력과 단위계단외란을 인가한 결과는 다음과 같다.

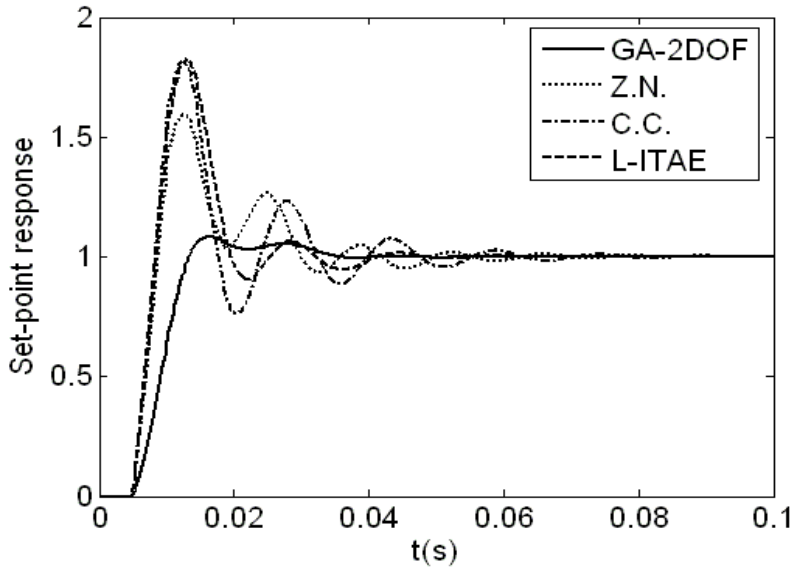


그림 5.15 입력추종 응답

Fig 5.15 Reference tracking response

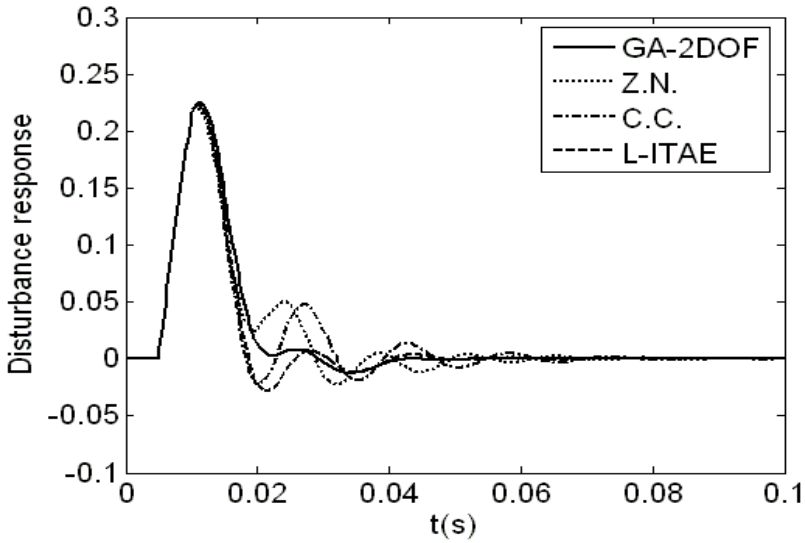


그림 5.16 외란제거 응답

Fig 5.16 Disturbance rejection response

응답에서 보는바와 같이 본 논문에서 제안한 새로운 동조규칙의 경우 단위입력 인가 시 낮은 오버슈트와 빠른 정착시간을 보였으며, 단위외란 인가 시 기존의 동조규칙에 비해 현격하게 적은 오버슈트를 보이며 정상상태로 돌아오는 것을 확인할 수 있었다.

제 6 장 결론

본 논문에서는 선박용 동요 안정식 Night Vision System(NVS)의 기능 구현에 필요한 선박의 운동과 좌표계 변환, stabilized pedestal의 안정화 방식 및 제어구조, Pedestal의 파라미터 식별 그리고 제어 알고리즘에 대하여 논하였다.

Stabilized pedestal 및 PCU(Pedestal Control Unit)을 설계 제작하였으며, Pedestal의 안정화 기능을 구현하기 위해서 RCGA를 이용하여 시스템을 모델링하고, 이 시스템 모델을 바탕으로 TDF PID 안정화 제어기를 설계하였다. 설계된 안정화 제어기는 선박운동 시뮬레이터를 이용하여 시험하였다.

구현된 Pedestal은 방위각 및 고각의 2개의 구동부를 갖는 2축 구조로써 Pedestal의 구동부는 DD(Direct-Drive) 방식의 서보 모터, 20비트 엔코더 등으로 구성된다. Pedestal의 프레임 재질은 Aluminum 6061을 사용하였으며, 최적 설계를 위하여 탑재 하중이 최대 60Kg일 때 Nastran을 이용하여 구조해석을 수행하였다.

PCU는 Pedestal의 동요 안정화 및 표적추적 기능을 수행하게 하는 제어장치로써, ARM 코어의 프로세서, PCL6045 모션 컨트롤 IC, 광 자이로 센서 인터페이스로 구성하였다.

구현된 제어알고리즘의 실험 결과는 다음과 같다.

- 1) 안정화 기능은 성능검증 기준으로 삼았던 Commercial Specification과 유사한 기준인 $\pm 30^\circ/4\text{sec}$ 롤링 및 피칭의 동작범위에서 $\pm 0.1^\circ$ 정도의 오차를 가지고 안정화되었다. 시험을 통하여 모델은 실제 시스템에 가깝게 모델링 되었으며, 안정화 제어기도 성능을 만족함을 알 수 있었다.
- 2) 개별적으로 구현하고 시험한 안정화와 추종 기능을 종합하여 시험하고 결과를 검토

하였다. 시험은 레이저 서치라이트와 카메라 및 렌즈가 탑재된 Stabilized Pedestal 을 선박운동 시뮬레이터에 설치하여 2축을 모두 동작시킨 상태에서 실시하였다. 시험방법은 NVS의 초기화를 마친 상태에서 Pedestal의 2축을 동시에 제어했을 때의 응답을 측정 하였다. 시험결과 Commercial Specification과 유사한 기준인 $\pm 30^\circ/4\text{sec}$ 롤링 및 피칭의 동작범위에서 $\pm 0.1^\circ$ 정도의 오차를 가지고 안정화 되었다.

참고문헌

- [1] 안양근, “선박용 위성안테나의 Stabilized Pedestal 구조와 제어알고리즘의 설계 및 구현에 관한 연구”, 한국해양대학교 석사학위 논문, 1997
- [2] 고운용, 황승욱, 진강규, “선박용 위성 안테나 Pedestal의 안정화 제어,” '98 한국자동제어학술회의 논문집, pp. 188-191, 1998.
- [3] 고운용, “Stabilized 위성안테나용 Pedestal 제어장치의 설계 및 구현에 관한 연구”, 한국해양대학교 석사학위 논문, 1998.
- [4] 오정환, “선박용 위성통신 안테나의 페디스틀 제어기 설계에 관한 연구”, 경남대학교 박사학위 논문, 1998.
- [5] JK. Kim, SH, Song, SW, Hwang and GG. Jin, “Design of a Pedestal Part for the Marine Surveillance Night Vision System”, 2006 Asia Navigation Conference, pp. 123-126
- [6] 김정근, 송세훈, 황승욱, 진강규, “선박 Night Vision 시스템용 Pedestal의 제어부 개발”, 2006 한국마린엔지니어링학회 전기학술대회 논문집, pp. 107-108
- [7] 진강규, 유전알고리즘과 그 응용, 교우사, 2000.
- [8] 이현식, 진강규, “유전알고리즘을 이용한 연속시스템의 온라인 퍼라미터 추정”, 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제 4권, 제 1호, pp. 76-81, 1998.
- [9] 진강규, 주상래, “실수코딩 유전알고리즘에 관한 연구,” 제어·자동화·시스템 공학 논문지, 제 6권, 제 4호, pp. 268-275, 2000.
- [10] T. I. Fossen, Guidance and Control of Ocean Vehicles, John Willey & Sons, N.Y., 1994.
- [11] J. G. Bollinger, N. A. Duffie, Computer Control of Machines and Processes, Addison Wesley Inc., 1989.
- [12] W. J. Tompkins, J. G. Webster, Interfacing Sensors to The IBM PC, Prentice Hall Inc., 1992.
- [13] J. Uffenbeck, The 80x86 Family Design, Programing, and Interfacing, Prentice Hall Inc., 1998.
- [14] E. Auzas, “Design Considerations for the Embedded PC”, Embedded Systems

- Conference West San Jose, California, 1995.
- [15] YASKAWA Industries Inc., Direct Drive_YEA-KAA-DDM-1 Manual,
 - [16] YASKAWA Industries Inc., Sigma II SGDH User's Manual
 - [17] K. A. De Jong, "An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptation Systems", Ph.D. Dissertation, The University of Michigan, Ann Arbor, Michigan, 1975.
 - [18] J. D. Schaffer et al., "A Study of Control Parameter Affecting Online Performance of Genetic Algorithm for Function Optimization", Proc. 3rd Int. Conf. on Genetic Algorithm and Their Applications, Arlington, VA, pp.51-60, 1989.
 - [19] T. R. Smith, G. A. Pitney and D. Greenwood, "Calibration of Neural Networks Using Genetic Algorithms, with Application to Optimal Path Planning", Proc.'87 First Annual Workshop on Space Operation Automation and Robotics, Houston, TX, pp.519-525. 1987.
 - [20] G. Milller, P.Todd and S. Hedge, "Designing Neural Networks using Genetic Algorithms", Proc. 3rd Int. Joint Conf. on Genetic Algorithm, pp.378-384, 1989.
 - [21] D. J. Montana and L. Davis, "Training Feedforward Neural Networks Using Genetic Algorithms", Proc. 11th Int. Joint Conf. on Artificial Intelligence, pp.762-767, 1989.
 - [22] T. D. Whitely, "Optimizing Neural Networks using Faster More Accurate Genetic Search", Proc. 3rd Int. Conf. on genetic Algorithms, 1989.
 - [23] D. Whitely and C. Bogart, "The Evolution of Connectivity : Pruning Neural Networks Using Genetic Algorithms", Proc. Int. Conf. on Neural Networks, pp.134-137, 1990.
 - [24] S. A. Harp and T. Samad, "Genetic Synthesis of Neural Network Architecture", Handbook of Genetic Algorithms, VNR Computer Library, 1991.
 - [25] J. Torreele, "Temporal Processing with Recurrent Networks : An Evolutionary Approach", Proc. 4th int. Conf. on Genetic Algorithms, San Diego, 1991.
 - [26] P. Arena, R. Caponette and L. Fortuna and M. G. Xibilia, "Genetic Algorithm

- to Select Optimal Neural Network Topology", Proc. 35th Midwest Symposium on Circuit and Systems, Washington, 1992.
- [27] R. L. Aaron, F. B. Aurali and C. G. Margarita, "Genetic Algorithm like Learning Rule for Neural Networks Topology", Proc. 35th Midwest Symposium on Circuit and Systems, Washington, 1992.
- [28] P. Arena, R. Caponette and L. Fortuna and M. G. Xibilia, "MLP Optimal Selection Via Genetic Algorithms", Proc. Int. Conf. Neural Networks and Genetic Algorithms, Innsbruck, Austria, 1993.
- [29] R. Das and D. E. Goldberg, "Discrete-time Parameter Estimation with Genetic Algorithms", Proc. 19th Annual Pittsburgh Conf. on Modeling and Simulation, pp.2391-2395, 1998.
- [30] K. Kristinsson and G. A. Dumont, "Genetic Algorithms in System Identification", Proc. 3rd IEEE Int. Symp. on Intelligent Control, Arlington, VA, pp.597-602, 1998.
- [31] K. Kristinsson and G. A. Dumont, "System Identification and Control Using Genetic Algorithms", IEEE Trans. Syst., Man and Cybern, Vol. 22, No.5, pp.1033-1046, 1992.
- [32] D. M. Etter, M. J. Hicks and K. H. Cho, "Recursive Adaptive Filter Design Using an Adaptive Genetic Algorithm", Proc.'82 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Paris, France, pp.635-638, 1982.
- [33] D. J. Montana, "Automated Parameter Tuning for Interpretation of Synthetic Images", Handbook of Genetic Algorithms, VNR Computer Library, 1989.
- [34] D. Abramson and J. Abela, "A Parallel Genetic Algorithm for Solving the School Timetabling Problem", The 15th Australian Computer Science Conf., Hobart, 1992.
- [35] E. burke, D. Elliman and R. Weare, "A Genetic Algorithm Based University Timetabling System", Proc. 2nd East-West Int. Conf. on Computer Technologies in Education, pp.35-40, Crimea, Ukraine, 1994.
- [36] N. J. Radcliffe, Equivalence Class Analysis of Genetic Algorithms, Complex

Systems, Vol. 5, No. 2, pp. 183-205, 1991

- [37] A. Wright, Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization, Foundations of Genetic Algorithms, G. Rawlins(Ed.), Morgan Kaufman Publishers, CA, 1991
- [38] K. Krishnakumar, "Micro-genetic algorithms for stationary and non-stationary function optimization", SPIE, Intelligent Control and Adaptive Systems, Vol. 1196, pp. 289-296, 1989.
- [39] M. Mitchell, "An Introduction to Genetic Algorithms", Massachusetts Institute of Technology, 1996.