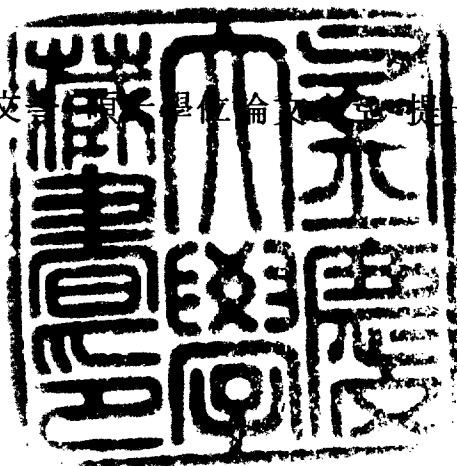


工學碩士 學位論文

QFT를 이용한 2자유도 평행링크 매니폴 레이터의 위치제어에 관한 연구

指導教授 邊 基 植

이 論文을 頂上學位論文으로 提出함



2002年 2月

釜慶大學 交 大學院

制 御 計 測 工 學 科

姜 玫 求

姜玟求의 工學碩士 學位論文을
認准함

2001年 12月 21日

主 審：工學博士

崔 然 旭

委 員：工學博士

黃 龍 淵

委 員：工學博士

邊 基 植



목 차

목 차	I
List of Figures and Tables	III
Abstract	VI
제1장 서론	1
제2장 평행링크 매니플레이터의 시스템 모델링	4
2.1 2자유도 평행링크 매니플레이터 특성	4
2.2 동역학방정식	4
2.2.1 라그랑제 방정식	4
2.2.2 2자유도 평행링크 매니플레이터의 동역학방정식	7
2.3 모터와 감속기를 포함하는 동역학방정식	10
2.3.1 액추에이터의 동역학	10
2.3.2 액추에이터등을 포함하는 매니플레이터의 동역학방정식	12
2.4 평행링크 매니플레이터의 기구학 함수와 역기구학 함수	15
제3장 ICD와 QFT	19
3.1 ICD(Individual Channel Design)	19
3.1.1 다변수시스템	19
3.1.2 ICD를 이용한 채널 분리	20
3.2 QFT(Quantitative Feedback Theory)	24
3.2.1 성능조건	25
3.2.2 템플레이트(Template)	28
3.2.3 U-궤적	30
3.2.4 경계조건	31

3.2.5 루프정형 (Loopshaping)	32
3.2.6 전위필터 $F(s)$ 설계	34
제4장 제어기 설계	35
4.1 채널 2의 제어기 설계	36
4.2 채널 2의 설계된 QFT 제어기의 분석	39
4.3 채널 1의 제어기 설계	42
4.4 채널 1의 설계된 QFT 제어기의 분석	44
제5장 시뮬레이션	48
5.1 QFT제어기를 이용한 매니퓰레이터의 위치제어	49
5.2 시뮬레이션 결과	50
5.2.1 Tracking of circle trajectory (no load)	50
5.2.2 Tracking of square trajectory (no load)	52
제6장 실험 및 고찰	54
6.1 실험장치의 구성	54
6.2 위치제어 추종 실험결과	56
6.2.1 Tracking of circle trajectory (no load)	58
6.2.2 Tracking of square trajectory (no load)	61
6.2.3 Tracking of circle trajectory (load)	64
6.2.4 RMSE(Root Means Square Error)	68
6.3 실험 고찰	69
제7장 결 론	70
참고문헌	71
감사의 글	74

List of Figures and Tables

Fig.2. 1.	Structure of 2-degree-of-freedom parallel link manipulator.	5
Fig.2. 2.	Amateur control of DC Servo motor.	10
Fig.2. 3.	Relation DC motor and gear.	11
Fig.2. 4.	Inner block diagram of parallel link manipulator	15
Fig.2. 5.	Inverse kinematics.	16
Fig.3. 1.	Feedback system.	19
Fig.3. 2.	2 input 2 output multivariable system	20
Fig.3. 3.	Separated channel of multivariable system using ICD.	21
Fig.3. 4.	Channel division using ICD.	22
Fig.3. 5.	Feedback system.	25
Fig.3. 6.	Time domain of tracking performance specification.	26
Fig.3. 7.	Response of Bode Chart.	27
Fig.3. 8.	Bode chart of disturbance model.	28
Fig.3. 9.	Region of plant parameter uncertainty.	29
Fig.3.10.	Template of uncertain plant.	29
Fig.3.11.	U-contour.	30
Fig.3.12.	Tracking bound.	31
Fig.3.13.	Loopshaping.	33
Fig.3.14.	Demand of pre-filter $F(s)$	34
Fig.4. 1.	Template in channel 2.	38
Fig.4. 2.	Loopshaping in channel 2.	38
Fig.4. 3.	Bode chart of $L_o(s)$ in channel 2.	40
Fig.4. 4.	Response versus robust margin in channel 2	40

Fig.4. 5. Response versus output disturbance rejection in channel 2.	41
Fig.4. 6. Step response of parameter variation in channel 2.	41
Fig.4. 7. Frequency response of $C_2(s)$ in channel 2.	42
Fig.4. 8. Template in channel 1.	43
Fig.4. 9. Loopshaping in channel 1.	44
Fig.4.10. Bode chart of $L_o(s)$ in channel 1.	45
Fig.4.11. Response versus robust margin in channel 1.	45
Fig.4.12. Response versus output disturbance rejection in channel 1.	46
Fig.4.13. Step response of parameter variation in channel 1.	46
Fig.4.14. Frequency response of $C_1(s)$ in channel 1.	47
Fig.5. 1. 2-degree-of-freedom parallel link manipulator	48
Fig.5. 2. Control system of parallel link manipulator.	49
Fig.5. 3. Simulation result of circle trajectory (low speed).	50
Fig.5. 4. Simulation result of circle trajectory (high speed).	51
Fig.5. 5. Simulation result of square trajectory (low speed).	52
Fig.5. 6. Simulation result of square trajectory (high speed).	53
Fig.6. 1. Experiment equipment of parallel link manipulator.	54
Fig.6. 2. Experiment chart of parallel link manipulator.	55
Fig.6. 3. Programming chart.	55
Fig.6. 4. Circle trajectory, low speed(no load).	59
Fig.6. 5. Circle trajectory, high speed(no load).	60
Fig.6. 6. Square trajectory, low speed(no load).	62
Fig.6. 7. Square trajectory, high speed(no load).	63
Fig.6. 8. Circle trajectory, high speed(load : 60[g]).	65
Fig.6. 9. Circle trajectory, high speed(load : 90[g]).	66

Fig.6.10. Circle trajectory, high speed(load : 120[g]).	68
Fig.6.11. RMSE performance comparison.	69
Table 4.1. Parameters of link.	36
Table 4.2. Parameters of DC motor.	37
Table 6.1. Specification of experiment equipment.	56
Table 6.2. RMSE of experiment results.	68

A Study on Position Control of 2-Degree-of-Freedom Parallel Link Manipulator Using QFT

Min-Goo Kang

Department of Control and Instrumentation Engineering, Graduate School
Pukyong National University

Abstract

A controller design for a robot with high speed and high precision has many problems caused by parameter uncertainty and nonlinear modeling through coupling between links, coriolis force, centrifugal force and gravitation. In this paper, the two-degree-of-freedom manipulator is introduced to overcome the problems. The system has two motors located on the base frame, therefore the robot links aren't loaded by motor masses. And the manipulator has the innovative structure which can balance the dynamic mass and realize the decoupling. The driving torque from the motors is transmitted to the manipulator's end point through the parallelogram mechanism, which can control end point position of the manipulator. To design the controller which are robust for a parameter variation or uncertainty, this paper suggests QFT (Quantitative Feedback Theory) based on the classical control theory. The QFT is a frequency domain design technique which is achieved in the Nichols chart with system magnitude and phase plot, and which could be realized the controller satisfying performance specifications in spite of plant uncertainty, parameter variation and disturbance. ICD(Individual Channel Design) method separates multivariable system with equal number of input-output form. Therefore, the two-degree-of-freedom parallel link manipulator which is MIMO(Multi Input Multi Output) system could be separated from two channels by the method, and QFT is applied to each channel. In this paper, the effectiveness of the proposed method is shown through simulation results. And also the experiment is done to verify the simulation results.

Keyword : Robot, QFT, ICD, Robust control, Position control

제 1장 서 론

로봇의 활용분야가 우주, 항공, 해양 등으로 확대됨에 따라 고속, 고정밀도를 겸비한 로봇과 복잡한 구조의 로봇에 대한 연구개발이 요구되고 있다. 이로 인해 링크간의 간섭이나 코리올리력 및 원심력, 중력 등 비선형 특성과 불확실성 문제가 야기되고 있다. 그러나 산업용 로봇은 각 축을 독립적으로 PID 제어함으로써 어느 정도의 제어성능을 달성하고 있다. 비선형성 등으로 인한 간섭이 있음에도 불구하고 이러한 제어가 가능한 이유는 대부분이 높은 기어비율을 사용하고 있어 각축이 선형독립으로 사용할 수 있기 때문이다. 그러나 고속, 고정밀한 궤도추종 문제에 있어서는 링크간의 동적간섭을 무시할 수 없게 되고, PID제어만으로는 성능을 만족하기 어렵다[1][2].

고전제어이론은 정교한 모델링을 얻을 수 있는 경우에는 정확한 제어를 할 수 있지만, 선형화 과정에서 불확실성이 많이 포함되고 실제 모델에서도 불확실성이 존재하게 된다. 이러한 불확실성을 극복하기 위해서 현대제어이론인 H_∞ 설계법, μ -synthesis 등의 로버스트(robust) 제어이론들이 제안되고 있다. 하지만 이런 제어기법들은 수학적으로는 치밀하나 실현하는데 많은 문제점이 발생하고 주파수응답의 크기만을 고려하여 설계함으로써 과도설계 문제 등이 야기되고 있다. 이에 비해 1960년대 I.M Horowitz에 의해 처음으로 제안된 고전제어이론을 기초로 한 QFT(Quantitative Feedback Theory)[3-14] 제어기법은 니콜스 선도상에서 크기와 위상을 고려하여 설계함으로써 주어진 사양에 근접한 제어기를 설계할 수 있고, 플랜트의 불확실성과 파라미터의 변동 및 외란에도 불구하고 바라는 성능사양

을 만족시킬 수 있는 정량적 되먹임 이론인 주파수영역 설계 방법이다. 기존의 되먹임제어 이론들은 되먹임이란 개념을 정확하게 모르고 무조건 폐환시킴으로써 과도설계 문제가 발생하게 되었다[15]. QFT는 기존에 이러한 되먹임제어의 문제점을 해결하기 위해서 플랜트의 불확실성, 외란 및 바라는 성능조건 간의 정확한 되먹임 양을 결정함으로써 과도설계를 줄일 수 있고, 주파수영역에서 절충(Trade-off)된 설계는 다양한 성능조건 간의 투명성을 보장한다. 그리고 모델이 간소화되고 수학적 표현이 간단하다는 장점을 가진다. 이러한 점들 때문에 QFT는 로봇분야[16], 비선형성이 강한 항공분야[17] 등 불확실성이 많은 분야에 적용되고 현재 플로피 디스크 위치제어[18] 등에 적용되어 실용화되는 효과를 얻고 있다.

본 논문은 2자유도 평행링크 매니퓰레이터의 위치제어에 관한 연구이다. 평행링크 매니퓰레이터는 2개의 모터가 하단부에 설치되어 있기 때문에 기존의 로봇의 각 관절에 있던 모터를 아래 부분으로 옮김으로써 모터 자체의 질량이 다른 모터의 부하가 되지 않고 전체적인 질량이 가볍게 된다. 구동토크는 아래 부분의 모터가 평행사변형 메커니즘 구조를 통해 매니퓰레이터의 끝점의 위치를 제어하게 되고 동적 질량균형과 decoupling할 수 있는 혁신적인 특징을 가진 로봇이다[19-23].

다변수 시스템에 대한 MIMO(Multi Input Multi Output) QFT는 고정점 이론을 이용한 방법[24]과 간단하고 제어력을 줄일 수 있는 방법[26] 등이 제안되어졌으나, 적용하기가 이론적으로 복잡하고 반복설계를 해야 하는 문제점이 있다. 본 논문에서는 고전적 주파수 설계법인 MISO(Multi Input Single Output) QFT를 다변수 시스템에 적용하기 위해서 다변수시스템을 같은 수의 입출력 형태로 분리하는 ICD(Individual Channel Design)기법[27][28]을 도입하여 2자유도 평행링크 매니

플래이더를 2개의 채널로 분리한 후 각 채널에 MISO QFT를 적용한다. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안한 제어기법의 유효성을 고찰하고 직접 평행링크 매니플래이더를 설계 제작하여 위치제어 실험을 통해 시뮬레이션의 타당성을 입증하고자 한다.

본 논문의 순서는 2장에서 평행링크 매니플래이더의 동역학방정식을, 3장에서는 ICD 기법과 QFT 대해 설명한다. 그리고 4장은 제어기 설계, 5장은 시뮬레이션을 통해 제안한 제어기의 우수성을 확인하고, 6장은 PD제어기와 QFT제어기를 실험을 통해 비교 분석하여 시뮬레이션의 타당성과 유효성을 확인한다. 마지막 7장에서는 결론으로서 마무리한다.

제 2장 평행링크 매니플레이터의 시스템 모델링

본 논문에서는 2자유도 평행링크 매니플레이터를 제어하기 위해 라그랑제 방정식을 도입하여 동역학 방정식을 유도한다.

2.1 2자유도 평행링크 매니플레이터 특성

Fig.2.1은 2자유도 평행링크 매니플레이터의 구조를 나타낸다. 직렬링크기구에서는 모터가 각 링크의 관절에 하나씩 설치되기 때문에 각 모터의 질량이 다른 모터의 부하가 된다. 즉, 손끝에서 하단부 방향으로 각 모터가 다음 링크 모터의 부하가 되므로 부하가 증대되고 구동토크가 커지게 되는 문제점이 발생한다. 따라서, 암의 강성도 커지게 되어 암 자체의 질량이 무겁게 된다. 이에 비해서, 본 논문에서 제안한 2자유도 평행링크 매니플레이터는 2개의 모터가 하단부에 설치되어 있기 때문에 모터 자체의 질량이 다른 모터의 부하가 되지 않고 각각의 링크 파라미터를 적절하게 조절하여 관성행렬을 대각화하면 코리올리력 및 원심력항 등의 비선형성이 없어지므로 링크간의 간섭을 없앨 수 있기 때문에 각 모터를 선형독립적으로 다룰 수 있다는 장점을 가진다.

2.2 동역학방정식

2.2.1 라그랑제 방정식

매니플레이터의 동역학방정식을 유도하기 위해, 본 논문에서는 라그랑제 운동정식을 이용한다. 매니플레이터의 전체 운동에너지를 K , 위치에너지를 P 라 할 때

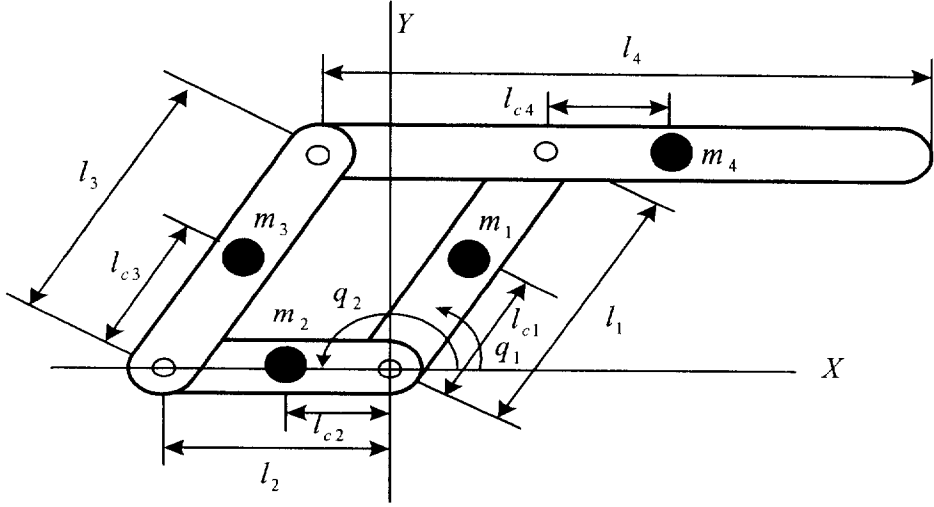


Fig. 2.1 Structure of 2-degree-of-freedom parallel link manipulator

라그랑제 방정식은 식(2.1)과 같다.

$$L = K - P \quad (2.1)$$

여기서 모터 내의 발생토크를 τ 라 할 때, τ 와 L 과의 관계는 다음과 같다.

$$\tau = \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} \quad (2.2)$$

여기서 회전관절을 갖는 다변수 매니퓰레이터의 동역학 방정식은 식(2.1)과 식(2.2)을 이용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau_i = \sum_j \mathbf{H}_{ij} \ddot{q}_j + \sum_j \sum_k \left[\frac{\partial \mathbf{H}_{ij}}{\partial q_k} - \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{H}_{jk}}{\partial q_{kj}} \right] \dot{q}_j \dot{q}_k + \frac{\partial P}{\partial q_i} \quad (2.3)$$

우변의 제 1항은 관성모멘트항, 제 2항은 코리올리력 및 원심력항, 제 3항은 중력항을 나타낸다. 또한, H_{jk} 는 관성행렬 H 의 j 행 k 열의 요소이다. 계산을 간략화

하기 위해, 중심좌표계를 이용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_{ik} = \sum_j \text{Trace} \left[\frac{\partial T_{gi}}{\partial q_i} J_{gi} \frac{\partial \mathbf{T}_{gi}^T}{\partial q_k} \right] \quad (2.4)$$

행렬연산 Trace 는 대각성분의 합계를 의미하며, 우측상단 첨자 T 는 전치를 나타낸다. $\mathbf{T}_{gi}$ 는 중심좌표 변환행렬, $\mathbf{J}_{gi}$ 는 중심 좌표계의 유사 관성행렬이다. 중심좌표계의 유사 관성행렬 $\mathbf{J}_{gi}$ 에 대하여 1차 모멘트는 반드시 영으로 된다. 또한, 본 논문의 모델에서는 $x-y, y-z, x-z$ 면에 대칭이 되도록 동차변환에서 중심 좌표계를 결정했기 때문에, 관성행렬의 곱도 0이 된다. 따라서 $\mathbf{J}_{gi}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{J}_{gi} = \begin{bmatrix} I_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_i \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$I_p = (-I_{xi} + I_{yi} + I_{zi})/2$$

$$I_q = (I_{xi} - I_{yi} + I_{zi})/2$$

$$I_r = (I_{xi} + I_{yi} - I_{zi})/2$$

여기서 I_{xi}, I_{yi}, I_{zi} 는 링크 i 의 중심에 관한 x, y, z 축 주위의 관성 모멘트이다. 또한, 식(2.3)의 P 는 다음과 같이 표현한다.

$$P = -\sum_i m_i \mathbf{g}^T \mathbf{T}_{gi} \quad (2.6)$$

여기서, g 을 중력가속도라고 하면, 중력벡터 $\mathbf{g}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{g}^T = [0 \quad -g \quad 0 \quad 0] \quad (2.7)$$

식(2.3)을 다변수계로 기술하여 정리하면 식(2.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{H}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{h}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (2.8)$$

여기서, $\mathbf{h}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ 는 코리올리력 및 원심력항, $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ 은 중력항을 나타낸다.

2.2.2 2자유도 평행링크 매니퓰레이터의 동역학방정식

식(2.3)의 동역학방정식을 2자유도 평행링크 매니퓰레이터에 적용하기 위하여 $\mathbf{H}$ 행렬의 요소 H_{ij} ($i=1,2, j=1,2$)를 구하면 다음과 같다.

$$H_{11} = M_{11} \quad (2.9)$$

$$H_{22} = M_{22} \quad (2.10)$$

$$H_{12} = M_{12} \cos(q_2 - q_1) \quad (2.11)$$

$$H_{21} = M_{21} \cos(q_2 - q_1) \quad (2.12)$$

$$M_{11} = m_1 l_{c1}^2 + m_3 l_{c3}^2 + m_4 l_1^2 + I_1 + I_3 \quad (2.13)$$

$$M_{22} = m_2 l_{c2}^2 + m_3 l_2^2 + m_4 l_{c4}^2 + I_2 + I_4 \quad (2.14)$$

$$M_{12} = m_3 l_2 l_{c3} - m_4 l_1 l_{c4} \quad (2.15)$$

$$M_{21} = m_3 l_2 l_{c3} - m_4 l_1 l_{c4} \quad (2.16)$$

$\frac{\partial H_{jk}}{\partial q_i}$ 는 다음과 같다.

$$\frac{\partial H_{11}}{\partial q_1} = \frac{\partial H_{22}}{\partial q_2} = \frac{\partial H_{11}}{\partial q_2} = \frac{\partial H_{22}}{\partial q_1} = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial H_{12}}{\partial q_1} = \frac{\partial H_{21}}{\partial q_1} = M_{12} \sin(q_2 - q_1) \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial H_{12}}{\partial q_2} = \frac{\partial H_{21}}{\partial q_2} = -M_{21} \sin(q_2 - q_1) \quad (2.19)$$

또한, 위치에너지 P 는 식 (2.6) 으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial P}{\partial q_1} = V_1 \cos q_1 \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial P}{\partial q_2} = V_2 \cos q_2 \quad (2.21)$$

$$V_1 = (m_1 l_{c1} + m_3 l_{c3} + m_4 l_1)g \quad (2.22)$$

$$V_2 = (m_3 l_{c2} + m_3 l_2 + m_4 l_{c4})g \quad (2.23)$$

이들 결과로부터 동역학방정식을 다시 나타내면 식(2.24)과 같다.

$$\mathbf{H}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{h}(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q}) + \mathbf{F}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \boldsymbol{\tau} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \cos(q_2 - q_1) \\ M_{21} \cos(q_2 - q_1) & M_{22} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & -M_{12}\dot{q}_2 \sin(q_2 - q_1) \\ M_{21}\dot{q}_1 \sin(q_2 - q_1) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_1 & 0 \\ 0 & F_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} V_1 \cos q_1 \\ V_2 \cos q_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}$$

여기서 $\mathbf{F}$ 는 마찰항, $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ 는 중력항, $\mathbf{q}$ 는 각벡터, $\boldsymbol{\tau}$ 는 토크벡터를 나타낸다. 위 식에서 관성행렬을 대각화하려면

$$M_{12} = M_{21} = m_3 l_2 l_{c3} - m_4 l_1 l_{c4} = 0 \quad (2.27)$$

$$\frac{l_2}{l_1} = \frac{m_4 l_{c4}}{m_3 l_{c3}} \quad (2.28)$$

식(2.27)과 식(2.28)과 같이 되도록 링크 파라미터 값을 적절히 조절하면 각 축을 비간섭 형태로 만들 수 있다. 따라서, 각 축의 간섭 요소가 제거되고, 각 모터가 완전히 분리되어 1입력 1출력계로서 독립된 제어가 가능한 형태로 된다. 그리고 위 식에서 원심력, 코리올리력 등의 비선형 요소는 작용하지 않고, 상수화되기 때문에 평행링크 자체를 선형시스템으로 만들 수 있다. 하지만, 중력항의 영향은 제거되지 않기 때문에 제어기 설계과정에서 보상이 필요하다.

2.3 모터와 감속기를 포함하는 동역학방정식

2.3.1 액츄에이터의 동역학

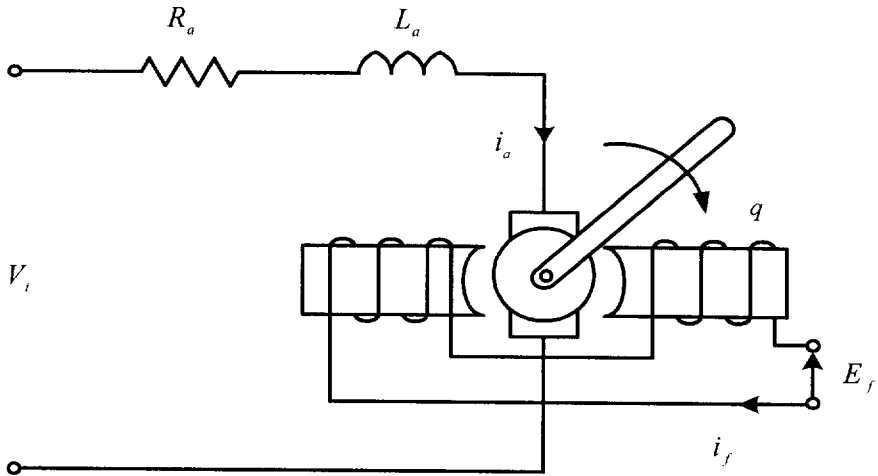


Fig. 2.2. Amateur control of DC Servo motor.

매니플레이터의 운동방정식을 유도했지만 실제 로봇 시스템을 구성하고자 하는 경우에는 관절부에서 주로 발생하는 점성마찰에 의한 에너지 손실도 고려할 필요가 있다. 또한, 관절부에는 감속기를 설치하는 것이 일반적이므로 이 특성도 함께 고려할 필요가 있고 관절부를 구동하는 액츄에이터의 특성 또한 고려하지 않으면 안 된다. 이 절에서는 이러한 점을 고려한 매니플레이터의 운동방정식을 유도한다. Fig. 2.2에서 i_a 는 전기자 전류, τ 는 모터의 토크, $\dot{q}$ 는 회전 각속도, V_b 는 역기전력이라고 할 때 식(2.29)과 식(2.30)을 유도할 수 있다.

$$\tau = K_t i_a \quad (2.29)$$

$$V_b = K_b \dot{q} \quad (2.30)$$

K_t 는 토크 상수, K_b 는 역기전력 상수이다. 그리고 키르히호프 법칙에 의해서 식 (2.31)을 구할 수 있다.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + V_b = V_i \quad (2.31)$$

시정수가 작기 때문에 인덕턴스 L_a 를 무시하면 식(2.32)으로 나타낼 수 있다.

$$R_a i_a + V_b = V_i \quad (2.32)$$

식(2.29)과 식(2.30)에 의해서 모터에 발생하는 토크 τ 는 식(2.33)과 같다.

$$\tau = \frac{K}{R_a} V_i - \frac{K^2}{R_a} \dot{\phi} \quad (2.33)$$

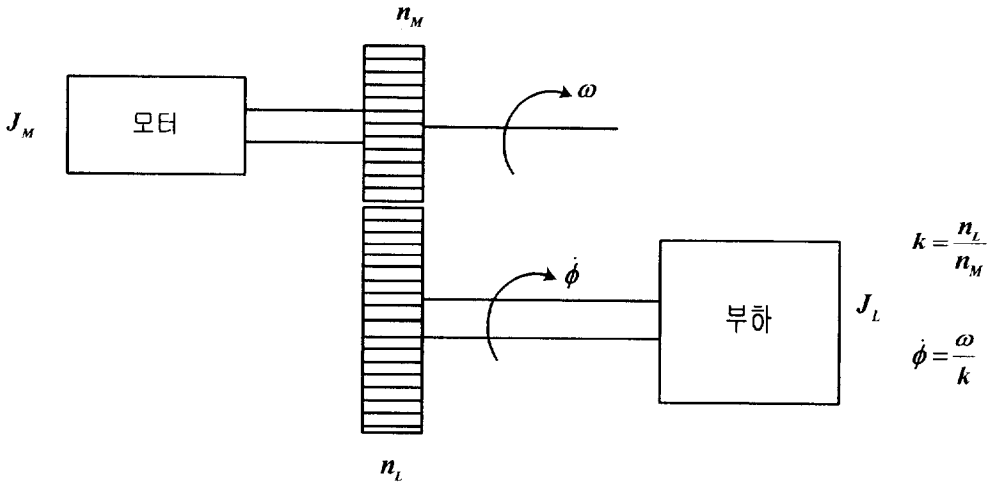


Fig. 2.3. Relation DC motor and gear.

한편, Fig.2.3에서 보듯이 모터에 감속비 k 의 감속기를 설치했다면 모터, 감속기, 링크로 구성되는 시스템의 운동방정식은 식(2.34)과 같다.

$$(\mathbf{J}_L / k^2 + \mathbf{J}_M) \ddot{\mathbf{q}}_i + \mathbf{D}_M \dot{\mathbf{q}}_i = \boldsymbol{\tau} \quad (2.34)$$

2.3.2 액츄에이터등을 포함하는 매니퓰레이터의 동역학방정식

앞 절을 이용해서 모터, 감속기를 포함한 매니퓰레이터의 일반적인 운동방정식을 유도한다. i 관절을 구동하는 모터가 생성하는 토크 τ_i 는 모터의 샤프트 및 감속기의 구동 토크, 마찰에 필요한 토크, 매니퓰레이터를 구동하는 토크의 합과 같으므로 식(2.35)과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_i i_{ai} = \mathbf{J}_{Mi} \ddot{\mathbf{q}}_i + \mathbf{D}_{Mi} \dot{\mathbf{q}}_i + \frac{\tau_i}{k_i} \quad (2.35)$$

i 는 i 번째 관절을 나타내고 $\mathbf{K}, \mathbf{J}_M, \mathbf{D}_M, i_a$ 는 각각 모터 상수, 모터 샤프트, 감속기의 관성모멘트, 감속기 등의 점성마찰계수, 전기자 전류이다. 또한, 관절은 회전관절이라고 하면 다음 식과 같은 관계를 가진다.

$$k_i \dot{\phi}_i = \dot{q}_i \quad (2.36)$$

$$R_{ai} i_{ai} + K_i \dot{q}_i = V_i \quad (2.37)$$

식(2.35) ~ (2.37)로부터

$$\tau_i = \frac{k_i K_i}{R_{ai}} V_i - \frac{k_i^2 K_i^2}{R_{ai}} \dot{\phi}_i - k_i^2 J_i \ddot{\phi}_i - k_i^2 D_{Mi} \dot{\phi}_i \quad (2.38)$$

여기서 $\boldsymbol{\tau} = (\tau_1, \dots, \tau_n)^T$, $\mathbf{V} = (V_1, \dots, V_n)^T$, $\boldsymbol{\Phi} = (\phi_1, \dots, \phi_n)^T$ 라고 하면, 식(2.38)은 식(2.39)과 같은 벡터형태로 표현된다.

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{K}\mathbf{V}_i - \mathbf{D}\dot{\Phi} - \mathbf{J}_M\ddot{\Phi} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{J}_M = \begin{bmatrix} J_{M11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & J_{M22} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & J_{Mmm} \end{bmatrix} \equiv \text{diag}(J_{Mi}), J_{Mi} = k_i^2 J_{Mi} \quad (2.40)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} D_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D_{22} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & D_{mm} \end{bmatrix} \equiv \text{diag}(D_{ii}), D_{ii} = (D_{Mi} + \frac{K_i^2}{R_{ai}})k_i^2 \quad (2.41)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & K_{22} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & K_{mm} \end{bmatrix} \equiv \text{diag}(K_{ii}), K_{ii} = \frac{k_i K_i}{R_{ai}} \quad (2.42)$$

여기서 $\text{diag}(\mathbf{A}_{ii})$ 는 $\mathbf{A}_{ii}$ 를 대각요소로 가지는 대각행렬을 나타내고 있다. 식 (2.39) 을 식 (2.8) 에 대입하면 식 (2.43) 을 얻을 수 있다. 식 (2.43) 이 구하는 운동방정식이다.

$$[\mathbf{J}_M + \mathbf{H}(\Phi)]\ddot{\Phi} + \frac{1}{2}\dot{\mathbf{H}}(\Phi)\dot{\Phi} + \mathbf{h}(\Phi, \dot{\Phi}) + \mathbf{D}\dot{\Phi} + \mathbf{g}(\Phi) = \mathbf{K}\mathbf{V} \quad (2.43)$$

위 식들을 이용해서 구한 2자유도 평행링크 매니플레이터의 동역학방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$h_{11} = \gamma^2 J_m + M_{11} \quad (2.45)$$

$$h_{12} = M_{12} \cos(q_2 - q_1) \quad (2.46)$$

$$h_{12} = M_{21} \cos(q_2 - q_1) \quad (2.47)$$

$$h_{22} = \gamma^2 J_m + M_{22} \quad (2.48)$$

$$d_{11} = \gamma^2 (D_m + \frac{K_t K_b}{R}) + F \quad (2.49)$$

$$d_{12} = -M_{12} \dot{q}_2 \sin(q_2 - q_1) \quad (2.50)$$

$$d_{21} = M_{21} \dot{q}_1 \sin(q_2 - q_1) \quad (2.51)$$

$$d_{22} = \gamma^2 (D_m + \frac{K_t K_b}{R}) + F \quad (2.52)$$

$$g_1 = V_1 \cos q_1 \quad (2.53)$$

$$g_2 = V_2 \cos q_2 \quad (2.54)$$

$$\alpha = \frac{\gamma K_a K_t}{R} \quad (2.55)$$

식 (2.44)을 그림으로 나타내면 Fig. 2.4와 같다.

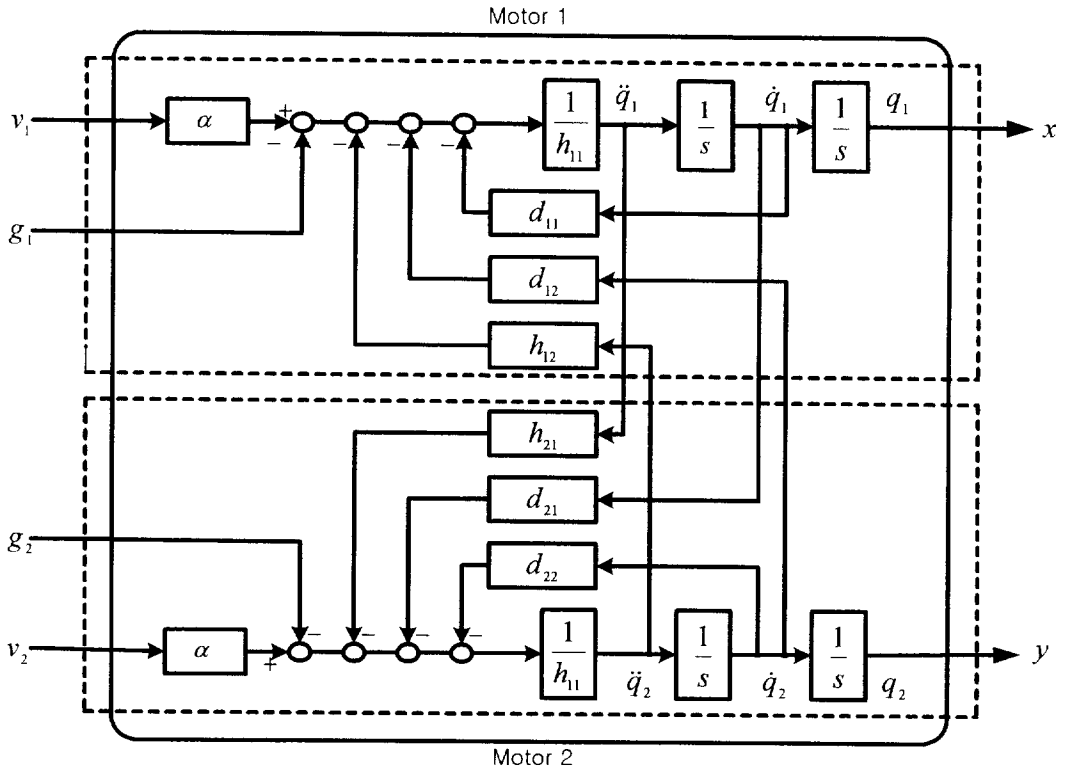


Fig. 2.4. Inner block diagram of parallel link manipulator.

2.4 평행링크 매니플레이터의 기구학 함수와 역기구학 함수

기구학 함수 $\wedge(q)$ 는 관절좌표계의 위치인 관절각도 q 로부터, 링크 끝점의 절대 좌표계 위치 X 를 주어지는 것으로 다음과 같이 표현되는 좌표 변환이다.

$$X = \wedge(q) \quad (2.56)$$

일반적으로, X 는 위치와 방향을 합친 6차원 이하의 성분을 가지지만, 본 논문과 같이 2자유도 매니플레이터의 경우는 2성분만 갖는다. $\wedge$ 는 2자유도 평행링크 매니플레이터의 경우 기준점의 위치 $X = [x \ y]^T$ 는 기하학적으로 간단히 구해진다.

Fig.2.1로부터 $\wedge(q)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \wedge(q) = \begin{bmatrix} l_1 \cos q_1 + l_3 \cos(\pi - q_2) \\ l_1 \sin q_1 - l_3 \sin(\pi - q_2) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

기준점 위치로부터 관절각도를 구하는 역기구학 함수는 식(2.58)과 같다.

$$q = \wedge^{-1}(X) \quad (2.58)$$

일반적으로, 다변수 매니퓰레이터의 운동학방정식의 해를 구하는 것이 쉬운 일이 아니나, 2자유도인 경우 Fig. 2.5에 있어서 기하학적인 관계를 이용하면 다음과 같이 비교적 간단하게 그 해를 구할 수 있다. Fig.2.5에서, β 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\beta = \tan^{-1} \frac{y}{x} \quad (-\pi \leq \beta \leq \pi) \quad (2.59)$$

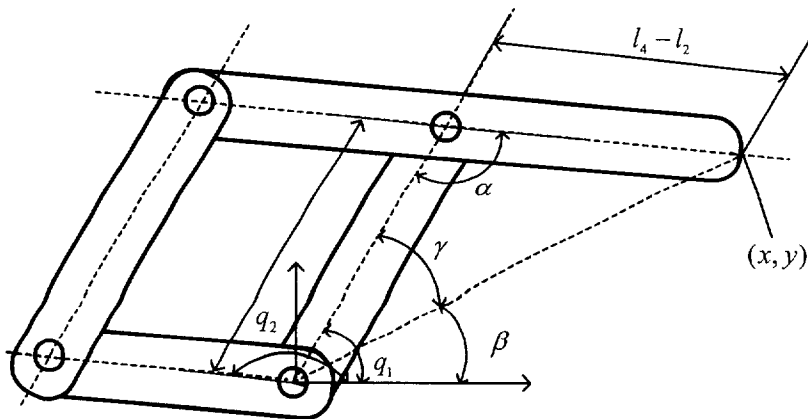


Fig. 2.5. Inverse kinematics.

여현의 정리에 의해

$$(l_4 - l_2)^2 = l_1^2 + (x^2 + y^2) - 2l_1\sqrt{x^2 + y^2} \cos \gamma \quad (2.60)$$

따라서

$$\gamma = \cos^{-1} \left[\frac{l_1^2 + x^2 + y^2 - (l_4 - l_2)^2}{2l_1(x^2 + y^2)^{1/2}} \right] \quad (0 \leq \gamma \leq \pi) \quad (2.61)$$

그러므로 모터 1의 각도 q_1 는 식(2.62)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} q_1 &= \beta + \gamma \\ &= \tan^{-1} \frac{y}{x} + \cos^{-1} \left[\frac{l_1^2 + x^2 + y^2 - (l_4 - l_2)^2}{2l_1(x^2 + y^2)^{1/2}} \right] \end{aligned} \quad (2.62)$$

또 다시 여현의 정리를 사용하면

$$x^2 + y^2 = l_1^2 + (l_4 - l_2)^2 - 2l_1l_3 \cos \alpha \quad (2.63)$$

이므로

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{l_1^2 + (l_4 - l_2)^2 - x^2 - y^2}{2l_1(l_4 - l_2)} \right), \quad (0 \leq \alpha \leq \pi) \quad (2.64)$$

그러므로 모터 2의 각도 q_2 는 식(2.62)과 (2.64)에 의해 식(2.65)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
q_2 &= \alpha + q_1 \\
&= \cos^{-1}\left(\frac{l_1^2 + (l_4 - l_2)^2 - x^2 - y^2}{2l_1(l_4 - l_2)}\right) \\
&\quad + \tan^{-1} \frac{y}{x} + \cos^{-1}\left[\frac{l_1^2 + x^2 + y^2 - (l_4 - l_2)^2}{2l_1(x^2 + y^2)^{1/2}}\right]
\end{aligned} \tag{2.65}$$

제 3장 ICD 와 QFT

3.1 ICD(Individual Channel Design)

고전제어 설계기법은 단일입출력(SISO)시스템에만 적용되기 때문에 다변수시스템에 적용하기 위해서는 분해된 모델을 구해야 하는 제약성을 지니고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 고전 제어이론을 다변수시스템에 적용하기 위한 방법인 ICD(Individual Channel Design)기법을 제안한다. ICD는 채널 분리법을 통해서 단일 입출력 문제로 근사화할 수 있는 장점을 가지고 있어 다변수시스템에 고전적 제어이론을 적용할 수 있는 형태의 기법이다.

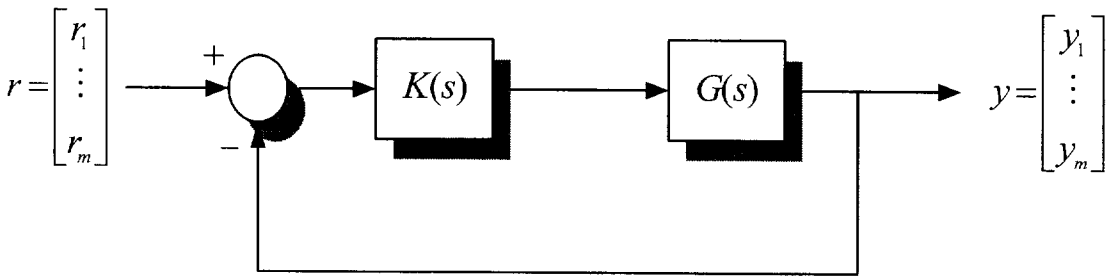


Fig. 3.1. Feedback system.

3.1.1 다변수시스템

Fig. 3.1에서 제어기 $K(s)$ 의 대각 제어기를 가지는 2입력 2출력 다변수 되먹임 제어 형태에 대해 고려하면, Fig. 3.1은 Fig. 3.2로 다시 나타낼 수 있다. 여기서 k_i 는 제어기 $K(s)$ 의 대각 요소이고, g_j 는 플랜트 $G(s)$ 의 대각 요소이다. 먼저, Fig. 3.2에서 기준입력 r_i 로부터 출력 y_i 까지의 전향신호전달에 대해서 살펴보면 2가지의

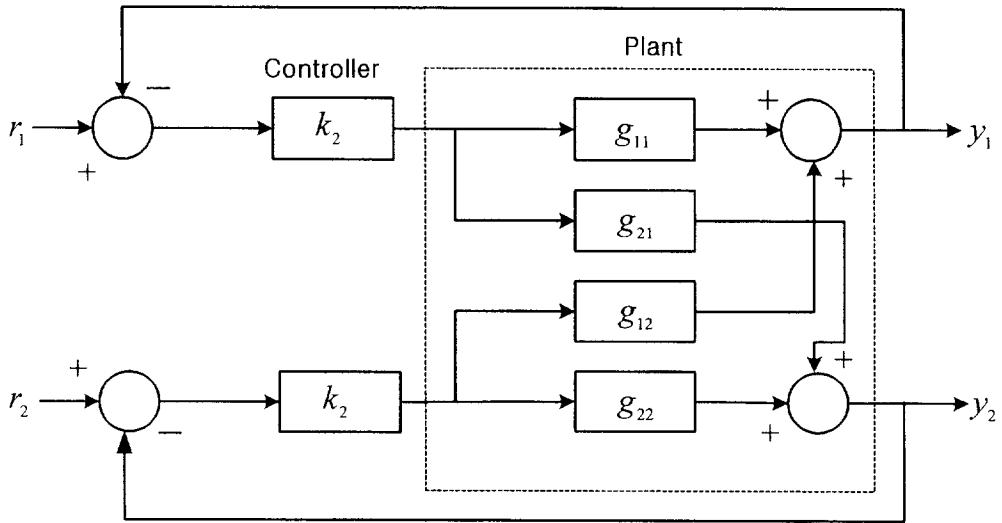
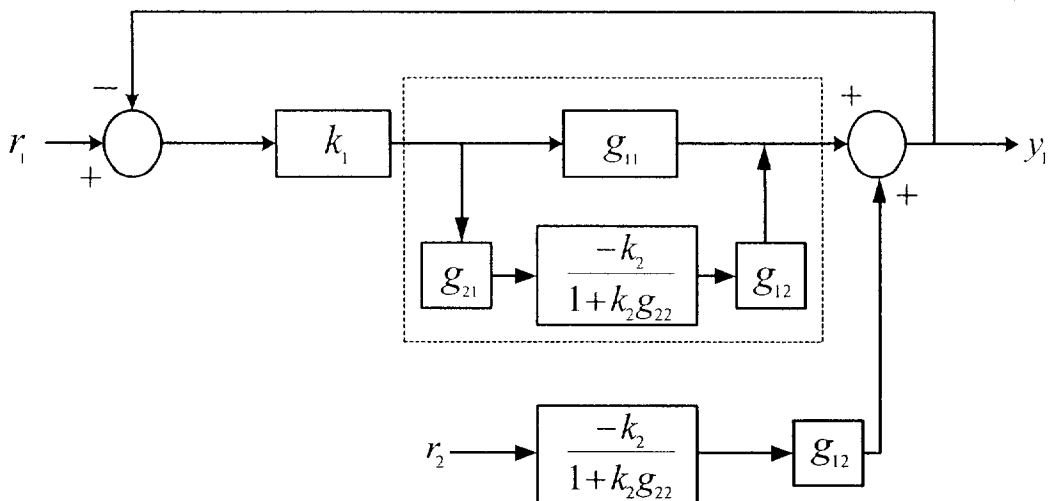


Fig. 3.2. 2 input 2 output multivariable system.

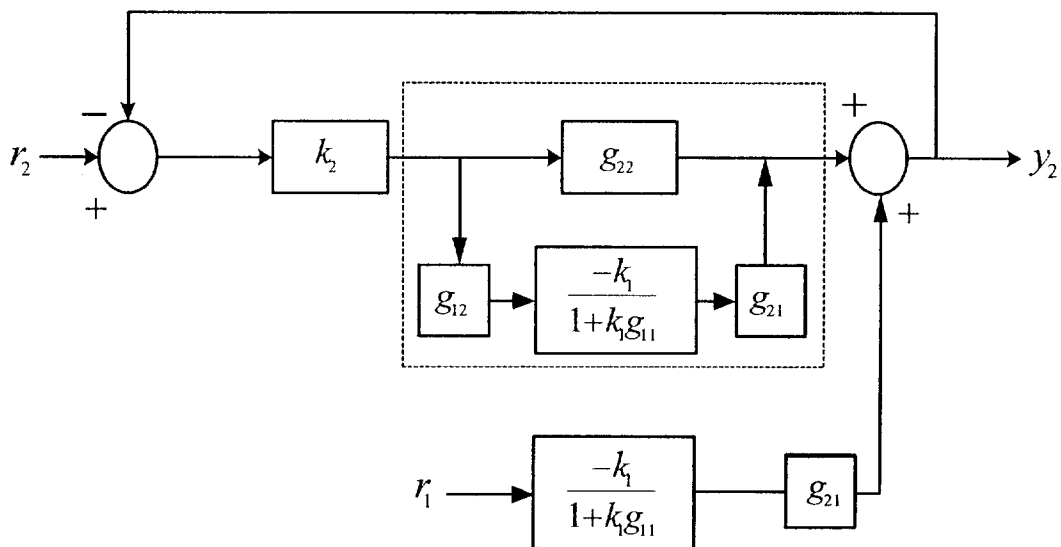
경로가 존재한다. 하나가 g_{11} 를 통과하는 것과 두 번째가 g_{21} 를 거쳐 아래쪽 되먹임을 통해 g_{12} 를 거쳐 y_1 까지 가는 경로이다. r_1 로부터 출력 y_1 까지와 r_2 로부터 출력 y_1 까지의 전향신호 전달함수를 Fig.3.3에 나타내었다. Fig.3.3을 다시 Fig. 3.4로 나타낼 수 있다. 그리고 우리는 Fig.3.3의 독립적인 채널 되먹임 제어문제가 Fig.3.2의 원래 다변수 되먹임 제어 문제와 구조적으로 같다는 것을 확인할 수 있다. 모든 신호 작용은 g_{21} 와 g_{12} 를 경유해서 유지되고 구조정보의 유실이 없다는 것을 알 수 있다.

3.1.2 ICD를 이용한 채널 분리

Fig.3.2에서 2×2 의 다변수 되먹임과는 달리 Fig.3.4와 같이 각각의 2개의 독립 채널 되먹임 문제들을 SISO 문제로 다룰 수 있다. 하지만 ICD 기법은 단일 루프가 아니라 루프 상호작용은 g_{21} 와 g_{12} 를 경유해서 이루어진다. 따라서, 루프의 상호작용이 작다고 가정한다면 각 채널이 독립적인 단일루프로서 분리될 수 있다.



(a) Channel 1



(b) Channel 2

Fig. 3.3. Separated channel of multivariable system using ICD.

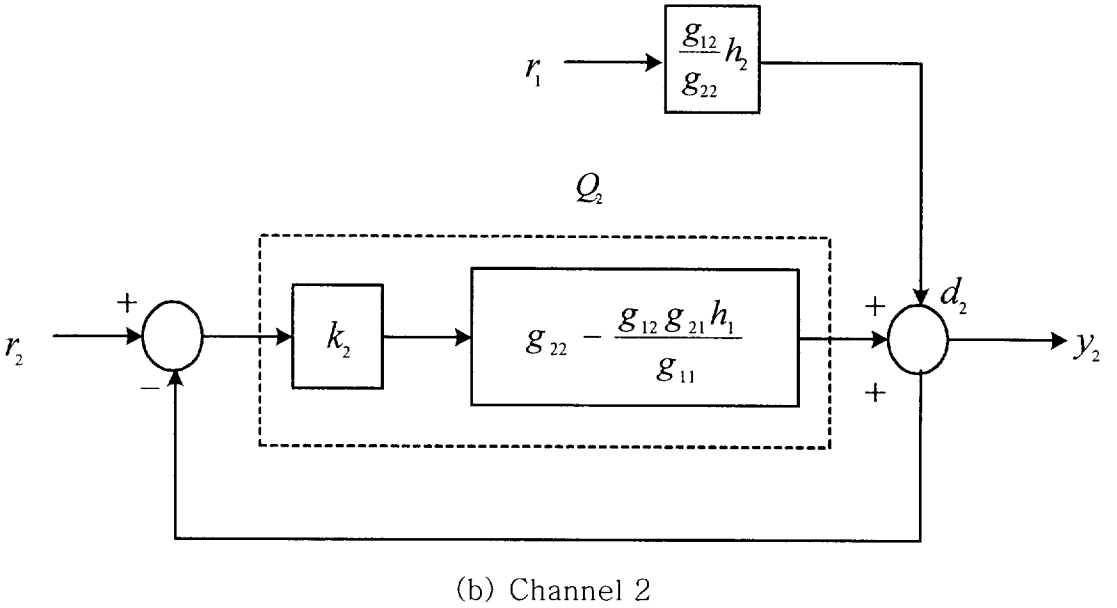
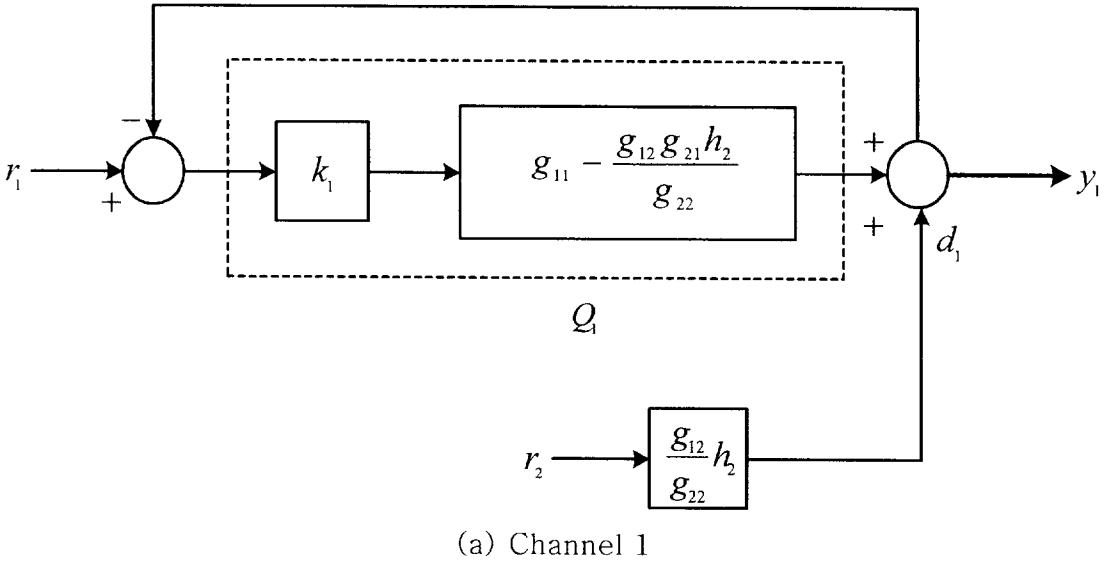


Fig. 3.4. Channel division using ICD.

Fig.3.4에서 Q_1 의 전향경로 SISO 전달함수는 다음과 같다.

$$Q_1 = k_1 g_{11} (1 - \gamma h_2) \quad (3.1)$$

$$\gamma(s) = \frac{g_{12} g_{21}}{g_{11} g_{22}} \quad (3.2)$$

$$h_2(s) = \frac{k_2 g_{22}}{1 + k_2 g_{22}} \quad (3.3)$$

$$d_1(s) = \frac{g_{12} h_2}{g_{22}} r_2 \quad (3.4)$$

Q_2 의 전향경로 SISO 전달함수는 다음과 같다.

$$Q_2 = k_2 g_{22} (1 - \gamma h_1) \quad (3.5)$$

$$\gamma(s) = \frac{g_{12} g_{21}}{g_{11} g_{22}} \quad (3.6)$$

$$h_1(s) = \frac{k_1 g_{11}}{1 + k_1 g_{11}} \quad (3.7)$$

$$d_2(s) = \frac{g_{21} h_1}{g_{11}} r_1 \quad (3.8)$$

Q_1, Q_2 는 Fig.3.3과 Fig.3.4의 2×2 개루프 시스템과 구조적으로 등가이다. $\gamma(s)$ 는 다변구조함수, $h_2(s)$ 는 채널 1에서의 서브시스템, $h_1(s)$ 는 채널 2에서의 서브시스템을 나타내고 $d_1(s)$ 은 $r_2(s)$ 에서 채널 1로 들어오는 신호, $d_2(s)$ 은 $r_1(s)$ 에서 채널 2로 들어오는 신호를 말한다. $d_1(s)$, $d_2(s)$ 는 각 채널의 출력외란으로서 간주한다.

다변구조함수 $\gamma(s)$ 의 크기가 매우 작을 경우 루프의 상호작용이 낮아진다. 다시 말해서, 두 채널이 거의 2개의 독립루프로서 작용한다는 말이다. $\gamma(s)$ 의 진폭이 클 때는 루프간의 신호 상호작용이 높게 된다. ICD의 큰 장애물은 Q_1 가 채널 2의 제어기를 포함하는 서브시스템 $h_2(s)$ 에 의존한다는 것이다. Q_2 역시도 $h_1(s)$ 에 의존한다. 따라서, 제어기 설계에 있어서 문제가 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위한 방안으로써 상대적으로 느린 폐루프 동작 특성을 갖는 채널의 서브시스템의 크기를 1로 놓고 제어기를 설계하게 된다. 그 조건은 다음과 같다.

$$\left| h_i(s) \right| = \left| \frac{k_i g_{ii}}{1 + k_i g_{ii}} \right| \approx 1, \quad (i=1,2) \quad (3.9)$$

위 식이 만족되면 각 채널의 대역폭이 크기에 있어서 차이를 보이게 되는데 이를 대역폭 분리라고 하며 이는 각 채널의 응답 속도와 관계가 깊다.

3.2 QFT(Quantitative Feedback Theory)

QFT 이론은 플랜트의 불확실성과 외란에도 불구하고 바라는 시스템의 성능허용 오차를 만족시키기 위한 되먹임 제어 이론이고 추적사양과 외란억제조건 그리고 불확실한 플랜트 집합에 대한 정확한 양을 되먹임시킨다는 의미에서 정량적(quantitative)이라는 말이다. QFT는 본질적으로 MISO시스템에 적용되는 주파수 영역 기법이다.

Fig.3.5에서 $P(s)$ 는 파라미터의 불확실성을 포함하는 플랜트의 전달함수이고 $C(s)$ 는 종속 보상기, 그리고 $F(s)$ 는 전위필터 전달함수이다. 출력 $y(t)$ 는 기준입력 $r(t)$ 를 추종하고 외란 $d_1(t)$ 와 $d_2(t)$ 를 억제하는 것을 요구한다. 보상기 $C(s)$ 는 Fig. 4.1에서 플랜트 $P(s)$ 에서의 불확실성에 대해 $y(t)$ 의 변화가 허용오차이내여야 하고 $y(t)$ 는 외란의 영향이 적어야 한다.

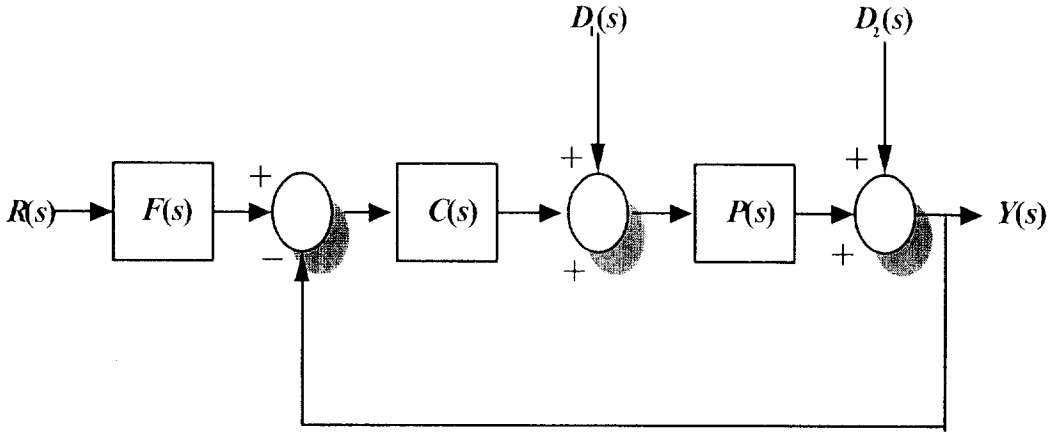


Fig. 3.5. Feedback system.

또한, 전위필터 $F(s)$ 는 원하는 추적사양을 얻기 위해서 설계되어야만 한다.

3.2.1 성능조건

$$T_R(s) = \frac{F(s)C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{F(s)L(s)}{1 + L(s)}, \quad \text{with } D_1(s) = D_2(s) = 0 \quad (3.10)$$

$$T_{D1}(s) = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{P(s)}{1 + L(s)}, \quad \text{with } R(s) = D_2(s) = 0 \quad (3.11)$$

$$T_{D2}(s) = \frac{1}{1 + C(s)P(s)} = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad \text{with } R(s) = D_1(s) = 0 \quad (3.12)$$

$T_R(s)$ 은 추적제어율을 나타내고 $T_{D1}(s), T_{D2}(s)$ 은 외란억제제어율을 나타내고 있다.

가. 추적모델

추적성능은 비감쇠응답과 감쇠응답에 대한 가치로 나타낸다. Fig. 3.6은 시간응답 $y_U(t)$ 와 $y_L(t)$ 는 상한경계와 하한경계를 나타낸다. 다시 말해서, 만족할 만한 응답 $y(t)$ 는 이들 경계 사이에 놓여야만 한다. 상한경계 B_U 와 하한경계 B_L 에 대한 보드 선도는 Fig.3.7에 나타내었다. QFT는 요구되는 이득 K_m 과 스텝 입력에 대한 원하는 시간영역 성능사양을 만족하기 위해서 제어율이 주파수 영역에서 모델링되어야 한다. 그래서 감쇠응답(M_p, t_p, t_s, t_r, K_m)은 T_{RU} 에 대해 만족되어야만 하고 비감쇠 응답(t_s, t_r, K_m)은 T_{RL} 에 대해 만족되어야만 한다.

바라는 전달함수 $T(s)$ 의 모델은 상한경계 T_{RU} 와 하한경계 T_{RL} 사이에 놓여야 한다. 마찬가지로 주파수 영역에서도 상한과 하한경계 사이에 위치되어야 한다. 그리고 고주파 영역에서는 불확실성과 외란 영향이 크기 때문에 $\delta_r(j\omega_i)$ 는 ω_i 가 0dB와 만나는 주파수 ω_{cf} 보다 커짐에 따라 증가해야 한다. $\delta_r(j\omega_i)$ 는 바라는 시간응답 특성에 영향을 주지 않고 상한경계 B_U 와 하한경계 B_L 을 변화시킴으로써 얻을 수 있다.

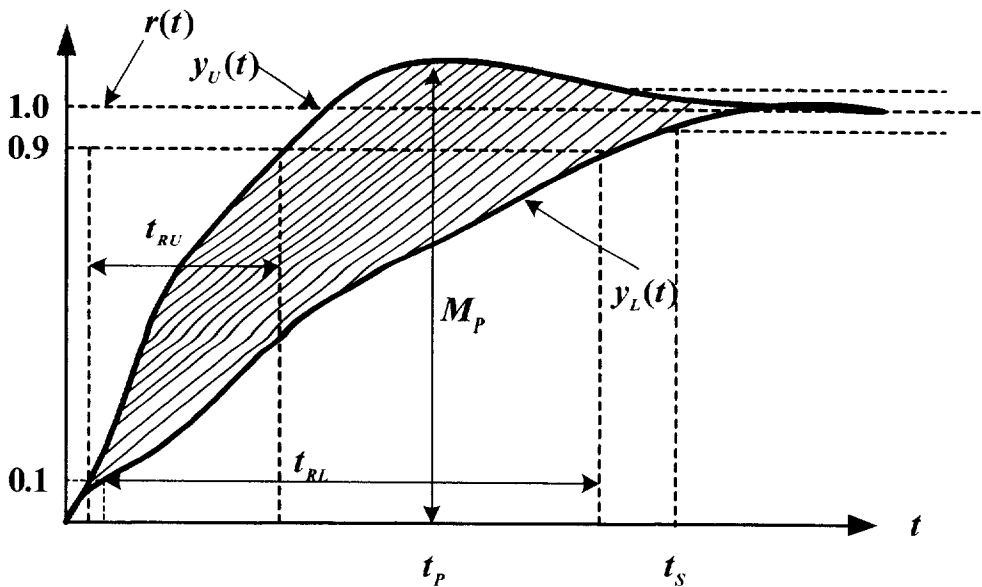


Fig. 3.6. Time domain of tracking performance specification.

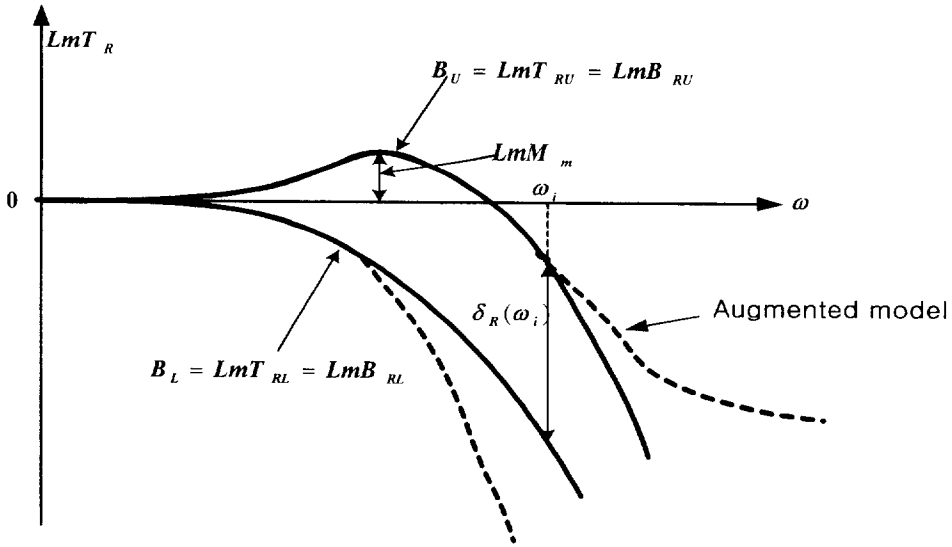


Fig. 3.7. Response of Bode chart.

나. 외란 억제 조건

Fig. 3.5의 폐환 구조에서 외란의 영향을 감소시키기 위한 사양은 다음과 같다.

$$|y(t)| \leq \alpha_p, \quad t \geq t_x \quad (3.13)$$

여기서 계단 외란입력 $d_2(t) = D_2 u(t)$ 이고, $r(t) = d_1(t) = 0$ 이다.

$$|y(t)| \leq \alpha_p \quad (3.14)$$

여기서 $d_2(t) = D_2 u(t)$ 이고, $r(t) = d_1(t) = 0$ 이다. 식 (3.13)는 임의의 시간 $t \geq t_x$ 에서 출력 $y(t)$ 의 절대값이 α_p 보다 작게, 그리고 식 (3.14)는 출력 $y(t)$ 가 최대오버슈트를 갖는 시간 $y(t)$ 에서 그 절대값이 α_p 보다 작게 계통이 설계되어야 함을 나타낸다. Fig. 3.8은 식 (3.13)과 식 (3.14)의 외란 억제사양에 대한 주파수응답을 나타낸다.

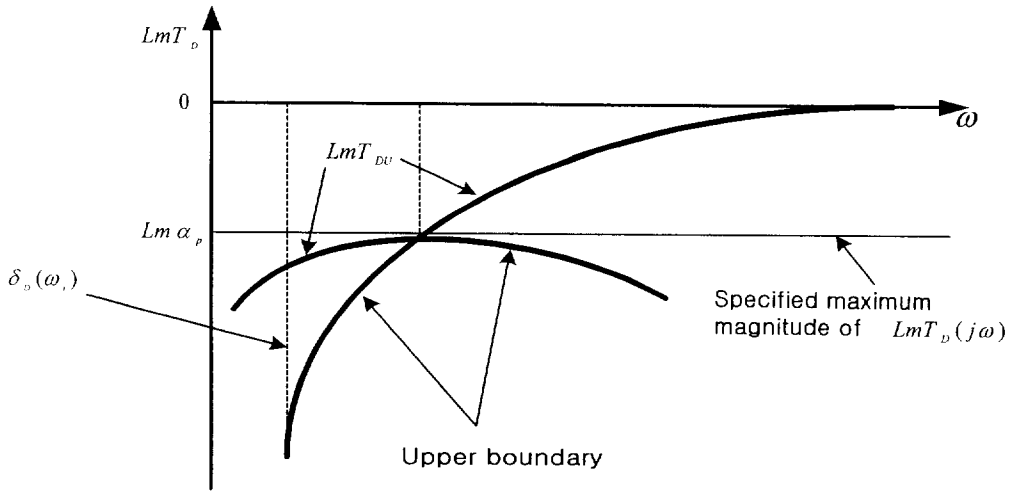


Fig. 3.8. Bode chart of disturbance model.

3.2.2 템플레이트(Template)

템플레이트는 임의의 주파수에서의 불확실한 플랜트의 변동특성을 나타낸다.

$$P(s) = \frac{Ka}{s(s+a)} \quad (3.15)$$

$$K \in [1,10], \quad a \in [1,10] \quad (3.16)$$

식(3.15)과 같은 간단한 플랜트가 있다고 하자. 식(3.16)의 플랜트에 대한 플랜트 불확실성의 영역을 Fig.3.9에 나타내었다. 플랜트 템플레이트의 경계는 플랜트 파라미터의 불확실한 영역의 경계를 사상시킴으로써 얻을 수 있다. Fig.3.9의 ABCD의 영역에서 수많은 점들은 선택되고 각 점에서 크기와 위상을 얻을 수 있다. 이런 데이터를 니콜스(Nichols) 선도상에 그린다. 많은 데이터들은 불확실한 플랜트 영역을 정확하게 그릴 수 있다. $\omega=1$ 일 경우의 A,B,C,D 점의 크기와 위상을 Fig.3.10에 나타내었다. 이렇게 하면 주파수 전구간에 대해 나타낼 수 있다.

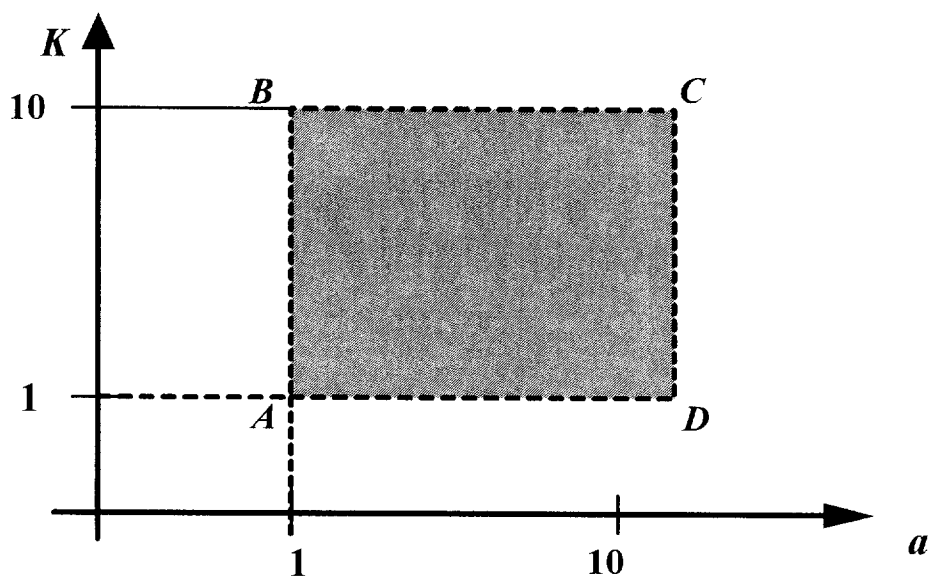


Fig. 3.9. Region of plant parameter uncertainty.

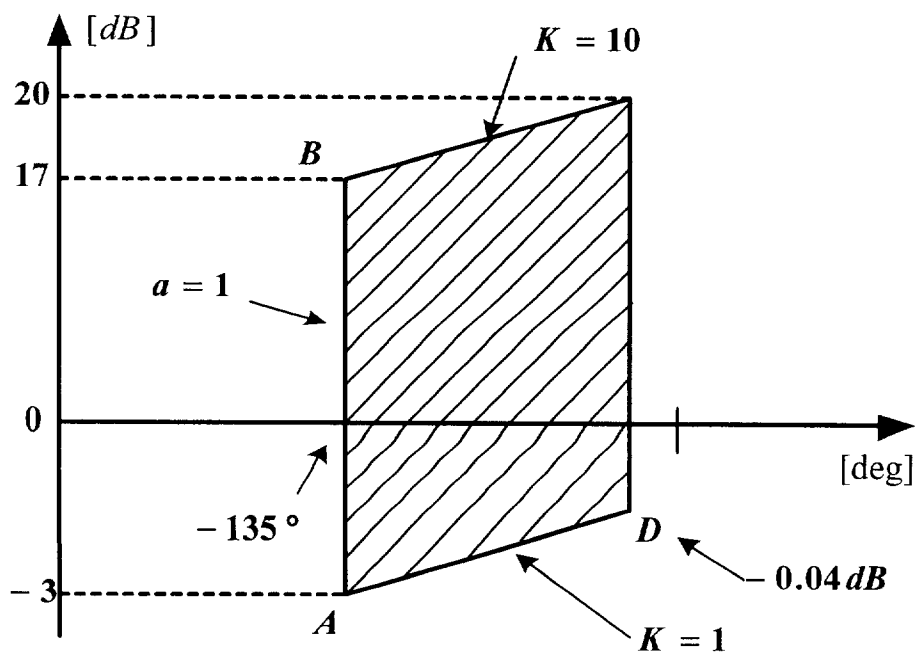


Fig. 3.10. Template of uncertain plant.

3.2.3 U - 궤적

U-궤적이란 주파수 전 영역에 대해 템플레이트나 루프전달함수 $L(j\omega)$ 가 통과하지 않는 영역을 말한다. 이 영역의 경계는 고주파 경계나 안정성 경계로서 이루어진다. 때문에 이 경계는 $L(j\omega)$ 의 구속 조건이 된다. $\omega \rightarrow \infty$ 일 때 플랜트 전달함수를 제한하는 값은 식(3.17)에 도달하게 된다.

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} [P(j\omega)] = \frac{K'}{\omega^\lambda} \quad (3.17)$$

λ 는 $P(s)$ 의 영점에 대한 극점의 초과수를 나타낸다. 플랜트의 템플레이트는 수직의 라인에 접근한다. 다시 말해서 식(3.18)과 같다.

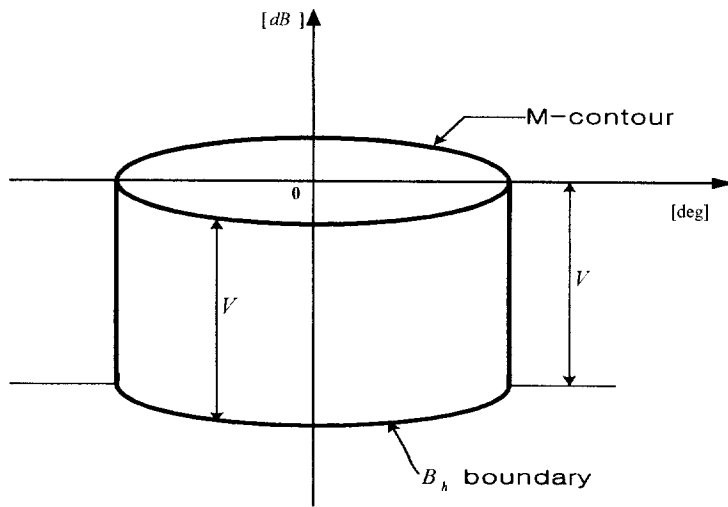


Fig. 3.11. U-Contour .

$$\Delta \equiv \lim_{\omega \rightarrow \infty} [LmP_{\max} - LmP_{\min}] \quad (3.18)$$

$$= LmK'_{\max} - LmK'_{\min} = VdB$$

3.2.4 경계조건

가. 추적경계

시간응답에서의 경계조건을 주파수응답의 경계조건으로 니콜스 선도상에 나타내어야 한다. 추적경계는 추적제어율을 고려하여 니콜스 선도상에 나타낸 경계조건으로 이런 경계는 공칭루프전달함수 $L_o(j\omega)$ 을 결정하는데 제한을 가하는 조건이 된다.

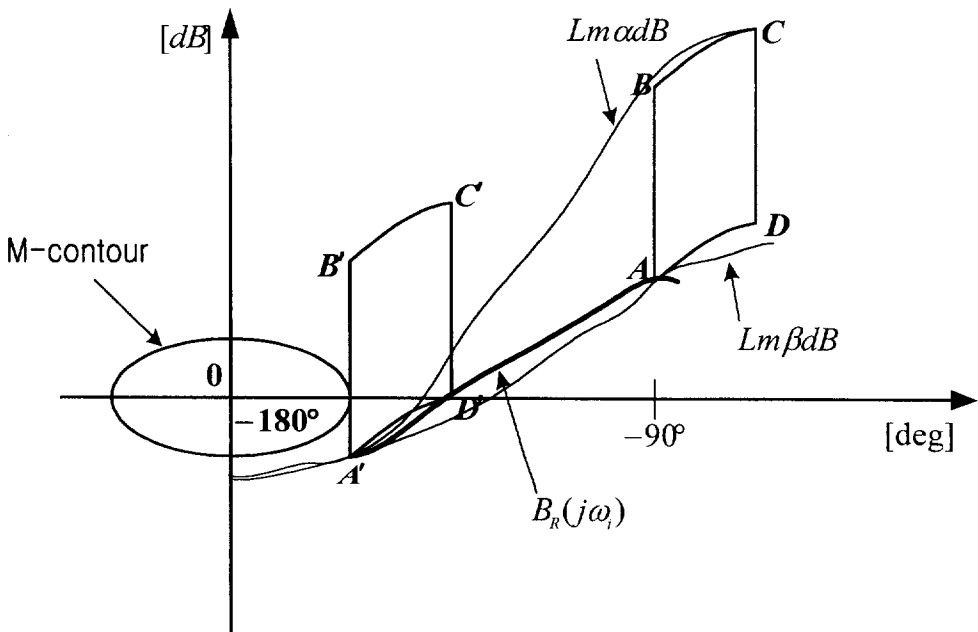


Fig. 3.12. Tracking bound.

플랜트의 템플레이트의 A와 C, 다시 말해서, 크기가 가장 큰 부분과 가장 작은 부분을 임의의 주파수에서 니콜스 선도상의 템플레이트의 페루프 불확실성이 사양

과 만나는 점까지 템플레이트를 변화없이 수평으로 위상 ϕ 만큼, 수직으로 $\delta(j\omega_i)$ dB 만큼 이동한다. 그리고 나서, 니콜스 선도상에 템플레이트의 공칭플랜트 $\delta(j\omega_i)$ 를 표시한다. 이런 과정을 전 위상에 대해서 실시하고, 각 위상에 대해서 실시한 공칭플랜트를 연결함으로써 추적경계를 형성한다.

$$\Delta LmT_R(j\omega) = Lm\alpha - Lm\beta = \delta_R(j\omega_i) \quad (3.19)$$

나. 외란경계

Fig.3.5에서 $R(s) = D_1(s) = 0$, $R(s) = D_1(s) = 0$ 일 경우에 대해서

$$T_d(s) = \frac{1}{1+L} \quad (3.20)$$

$L=1/l$ 로 대체하면

$$T_d(s) = \frac{1}{1+\frac{1}{l}} \quad (3.21)$$

따라서, 추적경계의 구조와 같게 된다. 단지 외란 경계를 형성할 때 반대부호를 취한 것으로 결정하면 된다. 이렇게 구한 U궤적과 성능조건을 만족시키는 경계조건에 의해서 합성된 경계 중 우세한 조건 즉, 큰 대수 크기를 갖거나 경계의 외각 부분을 연결한 부분이 QFT의 경계조건이 된다.

3.2.5 루프정형 (Loopshaping)

앞에서 구한 성능조건에 맞게 구한 U궤적과 경계조건들을 니콜스 선도에 나타내

고 공칭플랜트 $P_0(s)$ 을 영점과 극점을 첨가하여 경계조건 위에 적절히 이동시켜 공칭루프전달함수 $L_0(s)$ 을 구한다. 그리고 고주파 부분에서는 극점을 추가시켜 제어기를 strictly proper 하게 만들어 준다. 여기서 중요한 것은 앞서 구한 공칭플랜트 $P_0(s)$ 는 설계과정 전 구간에서 바뀌어서는 안된다는 점이다. 공칭루프전달함수 $L_0(s)$ 은 아래의 식을 통해 제어기 $C(s)$ 을 구한다.

$$L_0(s) = P_0(s)C(s) \quad (3.22)$$

$$C(s) = \frac{L_0(s)}{P_0(s)} \quad (3.23)$$

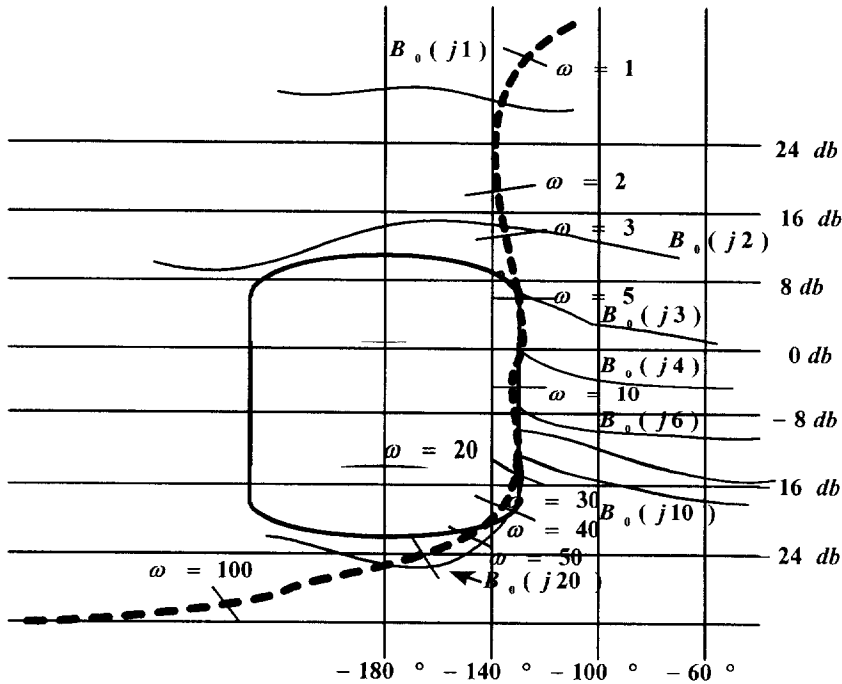


Fig. 3.13. Loopshaping.

3.2.6 전위필터 $F(s)$ 설계

전위필터의 목적은 주파수영역 사양 안으로 $LmT(j\omega)$ 을 위치시키는 것이다.

$$LmT(j\omega_i) = \frac{L(j\omega_i)}{1 + L(j\omega_i)} \quad (3.24)$$

$$T_R(j\omega_i) = \frac{F(j\omega_i)L(j\omega_i)}{1 + L(j\omega_i)} = F(j\omega_i)T(j\omega_i) \quad (3.25)$$

$$LmT_R(j\omega_i) = LmF(j\omega_i) + LmT(j\omega_i) \quad (3.26)$$

$$LmF(j\omega_i) = LmT_R(j\omega_i) - LmT(j\omega_i) \quad (3.27)$$

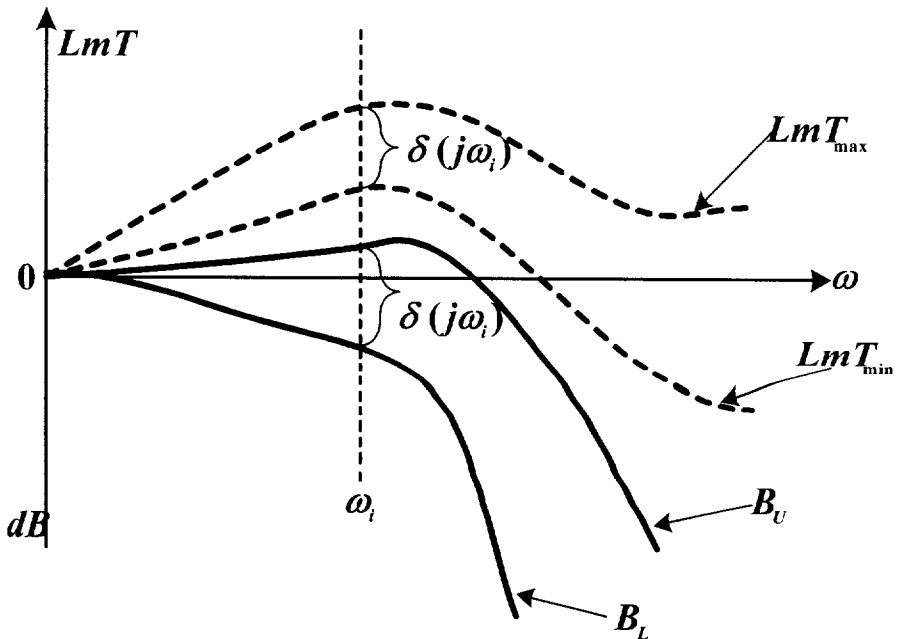


Fig. 3.14. Demand of pre-filter $F(s)$.

제 4장 제어기 설계

제어기 설계는 앞에서 설명한 전동기와 감속기를 포함하는 동역학방정식(2.44)에 대해서 채널 분리법인 ICD기법을 이용해 2개의 채널로 분리한다. 평행링크 매니플레이터는 이론상으로 관성행렬의 비대각 요소와 간섭항을 0로 만들 수 있으나 실제로 파라미터를 정확하게 정의하기가 어려우므로 간섭항들을 각 채널의 출력외란으로서 간주한다. 따라서, 관성행렬의 비대각 요소와 중력항에 파라미터 변동 요소들이 존재하게 된다. 하지만 본 논문에서는 이러한 부분까지 설계 사항에 고려하면 제어기 설계가 상당히 보수적이기 때문에 고려하지 아니한다. 일반적으로, 각 링크의 파라미터 중에서 관성모멘트를 정확히 구하는 것은 상당히 어려우므로 이 부분을 불확실한 구간으로 간주하고 제어기 설계에 반영하여 ICD 기법에 의해 분리된 채널에 MISO QFT이론을 적용함으로써 제어기를 설계한다. 주파수영역 설계법에서는 PM , GM 을 고려함으로써 로버스트 안정성을 확보할 수 있고 상보감도함수의 최대값 μ 와는 식(4.1)의 관계를 가진다[10].

$$|T|_{MAX} = \left| \frac{L}{1+L} \right|_{MAX} \leq \mu, \quad GM \cong 1 + \frac{1}{\mu}, \quad PM \cong 180^\circ - \theta, \quad \theta = \cos^{-1} \left(\frac{0.5}{\mu^2} - 1 \right) \quad (4.1)$$

위 사항들을 종합한 성능조건은 아래와 같이 설정하였다. 파라미터의 불확실한 구간은 공칭 파라미터의 200%의 변동사항에 대해 성능조건으로 선정하였다.

○ 이득여유 (GM)=10[dB]

○ 위상여유 (PM)=45°

○ 출력외란 억제조건 :

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \left| \frac{1}{1+C(s)P(s)} \right| < 0.02 \left| \frac{s^3 + 64s^2 + 748s + 2400}{s^2 + 14.4s + 169} \right| \quad (4.2)$$

○ 파라미터의 불확실한 구간

$$\begin{aligned} I_1 &= [9.4630 \times 10^{-6} \ 1.7983 \times 10^{-4}] & I_2 &= [3.6864 \times 10^{-6} \ 7.0042 \times 10^{-5}] \\ I_3 &= [9.5420 \times 10^{-6} \ 1.1813 \times 10^{-4}] & I_4 &= [8.6330 \times 10^{-5} \ 1.6000 \times 10^{-5}] \end{aligned}$$

4.1 채널 2의 제어기 설계

채널 2에 대해 제어기를 설계한다. 먼저 서브시스템 $h_1(s)$ 을 1로 두고 제어기를 설계한다. 감속기를 포함하는 동역학방정식 식(2.44)과 Table4.1, Table4.2의 파라미터를 이용해서 ICD 기법을 통해 분리된 채널 2의 실제 모델의 전달함수는 식(4.3)과 같다.

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{2.046 \times 10^5 s^4 + 4.355 \times 10^7 s^3 + 2.318 s^2}{457 s^6 + 1.454 \times 10^5 s^5 + 1.542 \times 10^7 s^4 + 5.152 \times 10^8 s^3} \quad (4.3)$$

여기서 성능조건과 파라미터의 불확실 구간을 고려해서 QFT 제어기를 설계한다. 주파수는 $\omega = [0.1, 0.2, 0.4, 2, 6, 10, 20, 50, 200]$ 의 주파수응답에서 제어기를 설계한다. 플랜트의 차수가 고차가 되므로 플랜트를 저차화하여 구한 모델이 식(4.4)과 같다. 식(4.4)을 이용해서 불확실한 구간에서의 플랜트 집합을 형성하기로 한다.

Table 4.1. Parameters of Link.

i	1	2	3	4
$m_i[g]$	0.0153	0.0098	0.0153	0.0220
$l_i[m]$	0.17	0.10	0.17	0.32
$l_{ci}[m]$	0.09	0.0498	0.0085	0.05526
$I_i[kgm^2]$	9.465×10^{-5}	1.92×10^{-5}	9.542×10^{-5}	8.633×10^{-4}

Table 4.2. Parameters of DC motor.

	<i>Symbole</i>	<i>Unit</i>	<i>Value</i>
1	J_m	Kgm^2	1.1×10^{-5}
2	D_m		0
3	R	Ω	0.16
4	λ		14
5	K_t	Nm / A	0.0168
6	K_b	V / rps	0.0168
7	K_a		1

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{As^2 + Bs + C}{s^4 + Ds^3 + Es^2 + Fs} \quad (4.4)$$

$$A = [590.8 \quad 360.6], \quad B = [1.492 \times 10^5 \quad 6.737 \times 10^4], \quad C = [9.323 \times 10^6 \quad 3.122 \times 10^6],$$

$$D = [391.6 \quad 271.1], \quad E = [5.088 \times 10^4 \quad 2.449 \times 10^4], \quad F = [2.193 \times 10^6 \quad 7.343 \times 10^5]$$

Fig.4.1은 임의의 주파수에 대한 불확실한 플랜트의 변동특성을 나타내는 템플레이트이다. 공칭플랜트 $P_0(s)$ 는 플랜트의 집합 중에서 임의로 하나를 정하면 되기 때문에 식(4.6)과 같이 선정하였다. 특정 주파수에서 개루프전달함수의 크기에 대한 경계조건은 공칭플랜트를 기준으로 해서 파라미터들의 변동범위를 고려하여 계산되기 때문에 공칭루프전달함수가 경계조건보다 크거나 외부에 있도록 루프정형을 하면 파라미터 변동사항에 대해서는 성능사양을 만족한다.

$$P_0(s) = \frac{590.8s^2 + 67370s + 3.122 \times 10^6}{s^4 + 271.7s^3 + 50880s^2 + 734300s} \quad (4.5)$$

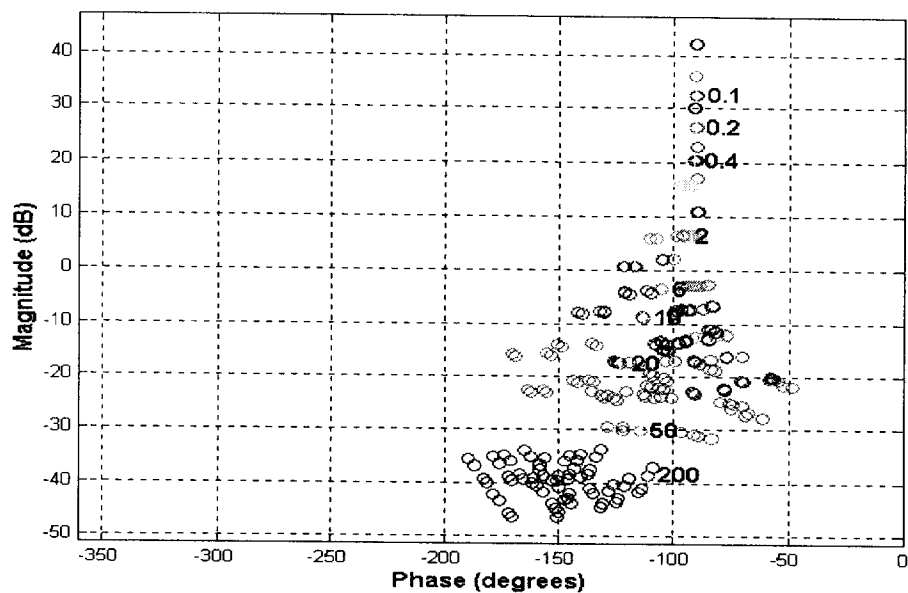


Fig. 4.1. Template in channel 2.

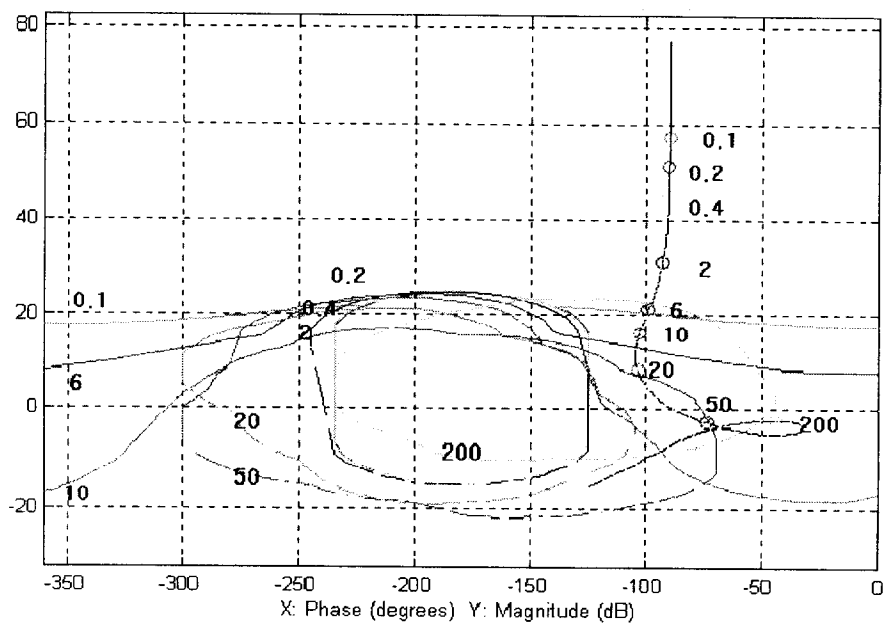


Fig. 4.2. Loopshaping in channel 2.

Fig.4.2는 루프정형 (Loopshaping)을 나타낸다. 공칭루프전달함수는 식(4.6)과 같고 그 결과 구해진 제어기는 식(4.7)과 같다.

$$L_0(s) = \frac{3.158 \times 10^4 s^4 + 9.529 \times 10^8 s^3 + 1.601 \times 10^{11} s^2 + 1.092 \times 10^{13} s + 2.734 \times 10^{10}}{s^6 + 3993 s^5 + 6.115 \times 10^6 s^4 + 1.563 \times 10^9 s^3 + 2.598 \times 10^{11} s^2 + 3.711 \times 10^{12} s} \quad (4.6)$$

$$C_2(s) = \frac{53.461 s^2 + 1.6067 \times 10^6 s + 8.7564 \times 10^7}{s^2 + 3720.9 s + 5053400} \quad (4.7)$$

4. 2 채널 2의 설계된 QFT 제어기의 분석

설계조건을 만족하는지를 알아보기 위해서 공칭루프전달함수 $L_0(s)$ 의 보드선도를 살펴보았다. 이때 $GM = 27.766[dB]$, $PM = 91.917^\circ$ 로서 성능조건을 만족하고 있는 것을 Fig.4.3을 통해 확인할 수 있다. 그리고 로버스트 안정조건과 출력 외란억제 조건에 대해서 설계된 QFT 제어기가 만족하는지를 알아보기 위해서 Fig.4.4와 Fig.4.5에 각각 나타냈다. Fig.4.6은 성능조건에서 주어진 파라미터 변동구간에 대해서 스텝응답 결과를 나타내고, Fig.4.7은 설계된 QFT제어기의 주파수응답을 나타내고 있다.

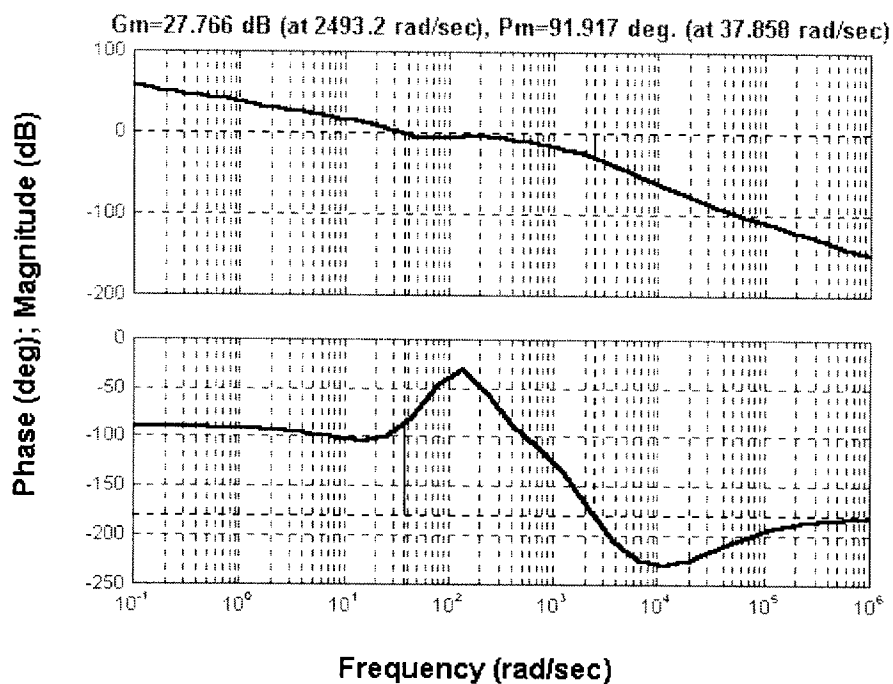


Fig.4.3. Bode chart of $L_0(s)$ in channel 2.

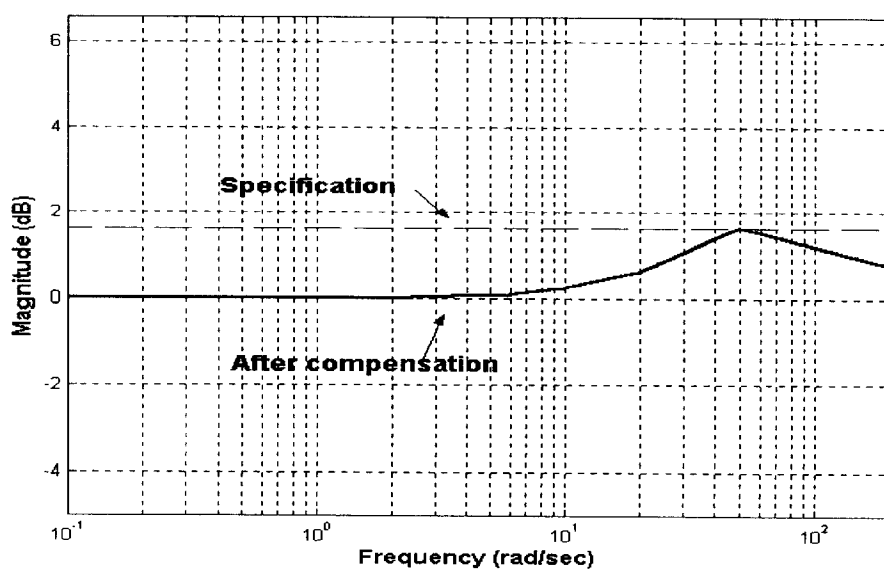


Fig.4.4. Response versus robust margin in channel 2.

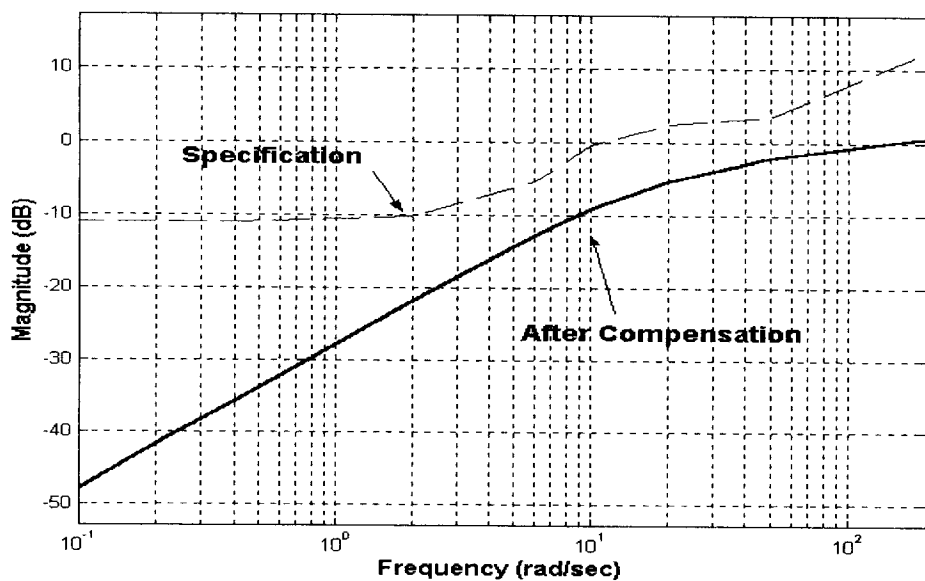


Fig.4.5. Response versus output disturbance rejection in channel 2.

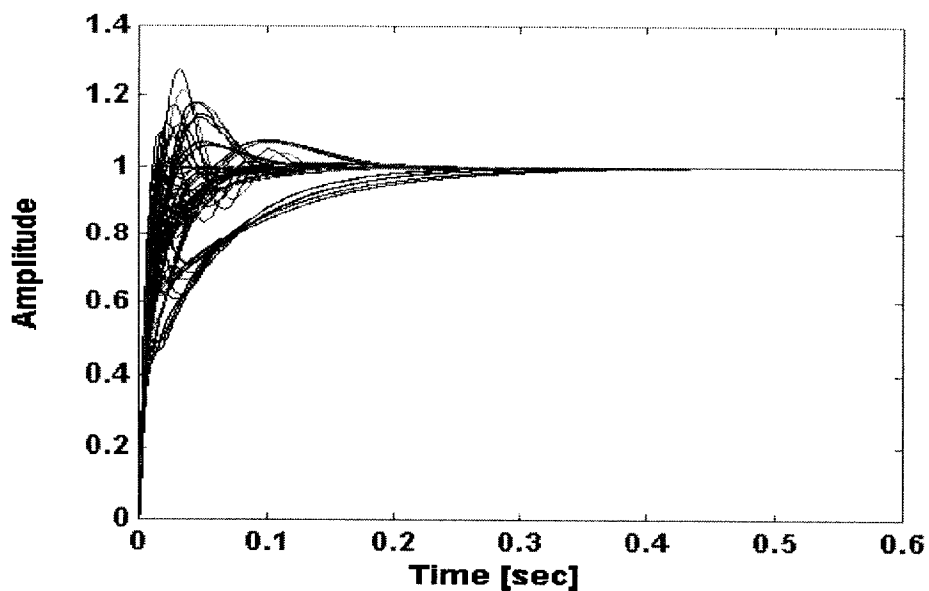


Fig.4.6. Step response of parameter variation in channel 2.

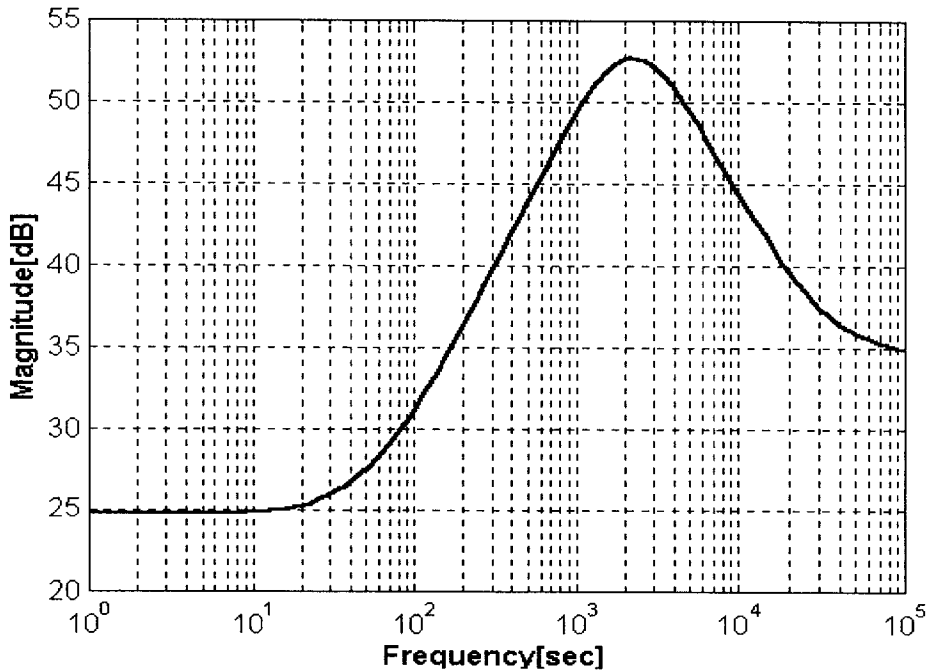


Fig.4.7. Frequency response of $C_2(s)$ in channel 2.

4. 3. 채널 1의 제어기 설계

앞서 설계한 제어기 $C_2(s)$ 을 채널 1에 포함되어 있던 제어기 $C_2(s)$ 에 대입한 후 채널 1의 제어기 $C_1(s)$ 를 설계한다. 설계방법은 채널 2의 제어기 설계방법과 같고 성능조건도 채널 2의 성능조건과 같다. 감속기를 포함하는 동역학방정식과 링크 파라미터를 이용해서 ICD 기법을 통해 분리된 채널 1의 실제 모델의 전달함수는 너무 고차이므로 저차화하여 나타낸 식(4.8)과 같다.

$$\frac{Y_1(s)}{R_1(s)} = \frac{456.90s^7 + 1895000s^6 + 3.0750 \times 10^9 s^5 + 1.4330 \times 10^{12} s^4 + 2.8874 \times 10^{14} s^3 + 2.8339 \times 10^{16} s^2 + 1.3093 \times 10^{18} s + 2.1818 \times 10^{19}}{s^9 + 4254.1s^8 + 7175100s^7 + 3.8589 \times 10^9 s^6 + 9.6874 \times 10^{11} s^5 + 1.2995 \times 10^{14} s^4 + 9.5333 \times 10^{15} s^3 + 3.5574 \times 10^{17} s^2 + 5.1318 \times 10^{18} s} \quad (4.8)$$

성능조건과 파라미터의 불확실한 구간을 고려해서 QFT 제어기를 설계한다.

$\omega = [0.1, 0.2, 0.4, 2, 4, 10, 100, 200, 400]$ 의 주파수 응답에서 제어기를 설계한다. 불확실한 구간의 플랜트 집합의 차수가 너무 높아지기 때문에 컴퓨터상에서의 계산량이 많아지므로 채널 1의 제어기 설계에서는 불확실한 플랜트 집합에서 임의로 36개의 LTI 플랜트를 선정하여 제어기를 설계한다. 위 사항을 고려한 채널 1의 템플레이트는 Fig.4.8과 같다. 공칭플랜트 $P_0(s)$ 는 식(4.9)과 같고 Fig.4.9의 루프정형 결과 제어기 $C_1(s)$ 는 식(4.10)과 같다.

$$P_0(s) = \frac{458.25s^7 + 1902200s^6 + 3.0910 \times 10^9 s^5 + 1.4519 \times 10^{12} s^4 + 2.9478 \times 10^{14} s^3 + 2.9125 \times 10^{16} s^2 + 1.3532 \times 10^{18} s + 2.2626 \times 10^{19}}{s^9 + 4256.4s^8 + 7191000s^7 + 3.8951 \times 10^9 s^6 + 9.8458 \times 10^{11} s^5 + 1.3291 \times 10^{14} s^4 + 9.8061 \times 10^{15} s^3 + 3.6770 \times 10^{17} s^2 + 5.3184 \times 10^{18} s} \quad (4.9)$$

$$C_1(s) = \frac{11406s + 622760}{s^2 + 355.56s + 35940} \quad (4.10)$$

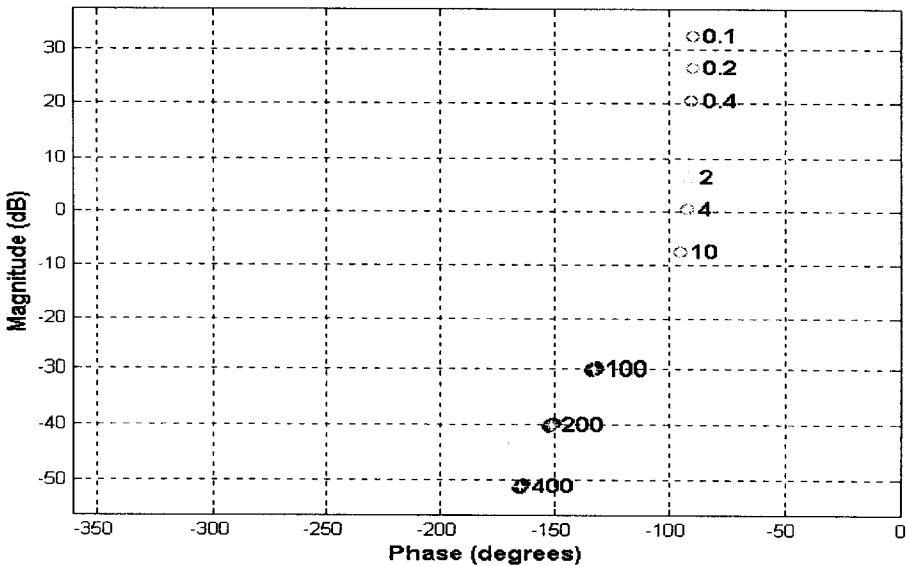


Fig.4.8. Template in channel 1.

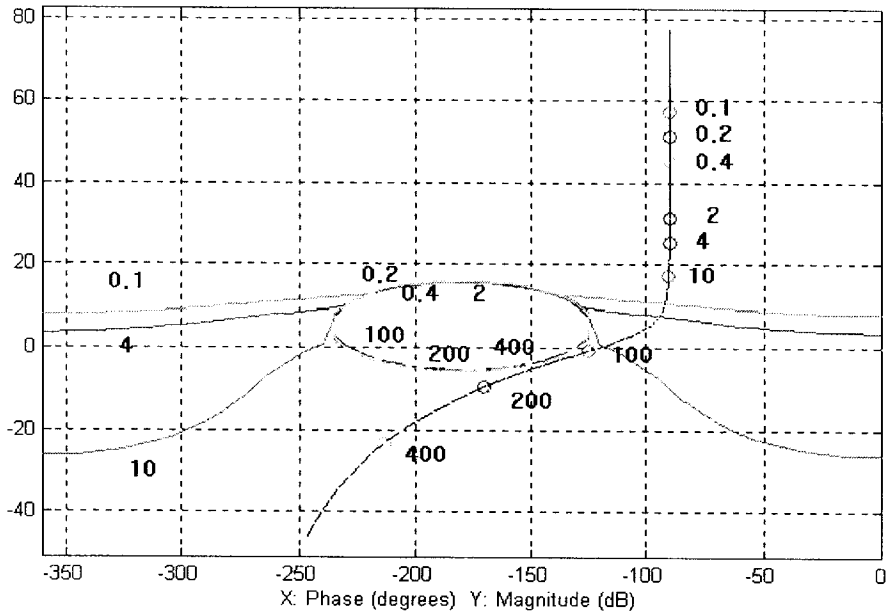


Fig.4.9. Loopshaping in channel 1.

4. 4 채널 1의 설계된 QFT 제어기의 분석

Fig.4.10에서 각각 $GM = 11.937[dB]$, $PM = 58.732^\circ$ 로서 성능조건을 만족하고 있는 것을 확인할 수 있다. Fig.4.11은 설계 후의 페루프 안정성을, Fig.4.12은 출력외란 억제응답을 나타내고 Fig.4.13은 파라미터 변동구간에서의 스텝응답, Fig.4.14는 설계된 제어기 $C_1(s)$ 의 주파수응답을 나타낸다.

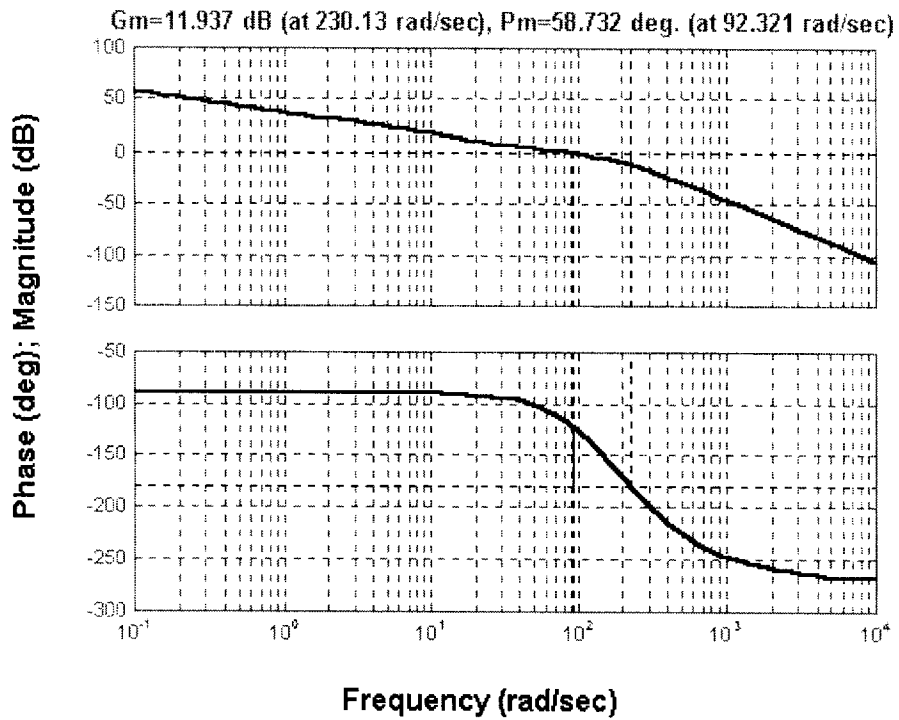


Fig.4.10. Bode chart of $L_0(s)$ in channel 1.

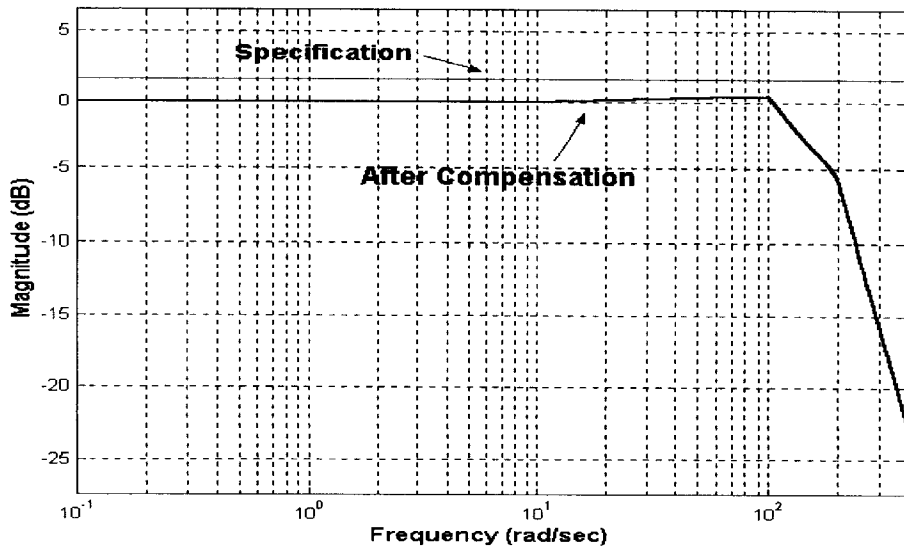


Fig.4.11. Response versus robust margin in channel 1.

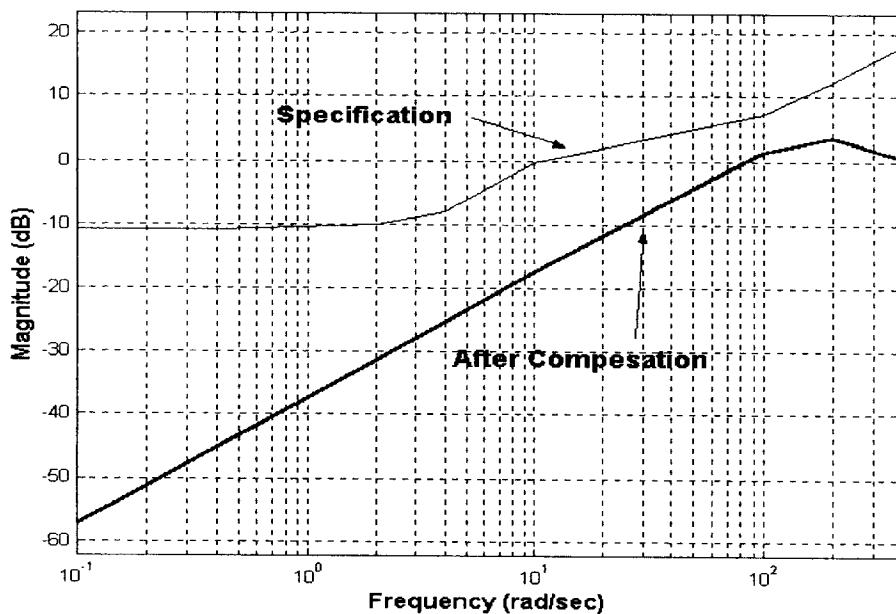


Fig.4.12. Response versus output disturbance rejection in channel 1.

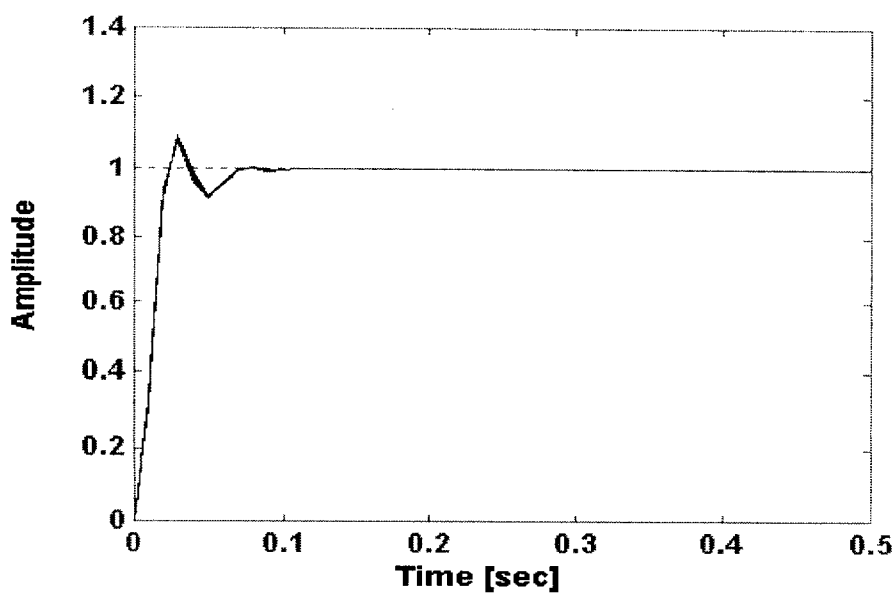


Fig.4.13. Step response of parameter variation in channel 1.

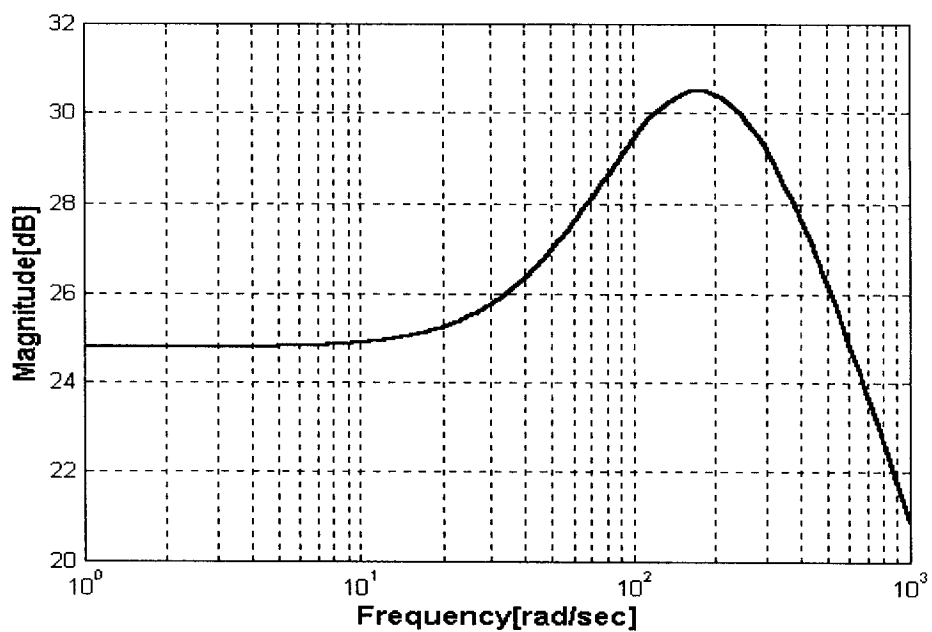


Fig.4.14. Frequency response of $C_1(s)$ in channel 1.

제 5장 시뮬레이션

4장에서 설계된 제어기는 파라미터의 변동에도 불구하고 성능조건을 만족하는 것을 분석을 통해 확인할 수 있었다. 이 장에서는 평행링크 매니퓰레이터 끝점의 위치제어에 대해 설계된 QFT제어기의 우수성을 시뮬레이션을 통해서 입증한다. 시뮬레이션은 무부하일 경우에 원 궤적과 정사각형 궤적에 대해서 각각 2초의 고속일 때와 5초의 저속에 대해서 목표궤적을 추종하게 하였다. 목표궤적의 생성에는 가속도를 일정하게 취하는 사다리꼴 속도제어방식을 사용하였다. 시뮬레이션에서는 샘플링 시간을 $T=5[ms]$, 최대속도 $v=0.0985[m/s]$, 최대가속도는 $a=0.1[m/s^2]$ 을 사용하였으며 매니퓰레이터 끝점에서 반경 $R=0.03[m]$ 의 원과 한 변의 길이 $L=0.05[m]$ 인 정사각형에 대해서 추종하게 하였다.

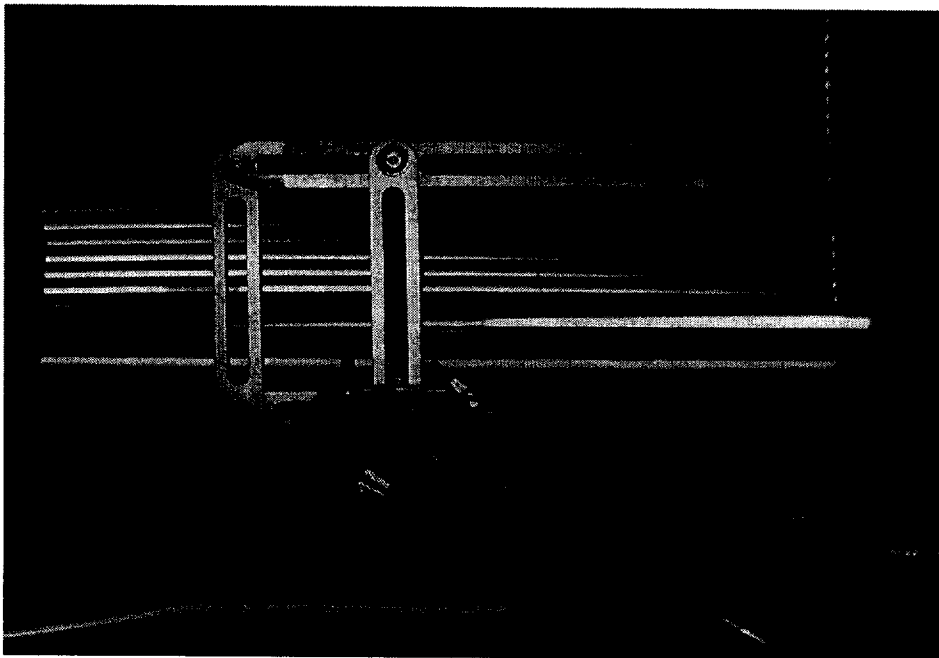


Fig.5.1. 2-degree-of-freedom parallel link manipulator.

5.1 QFT제어기를 이용한 매니플레이터의 위치제어

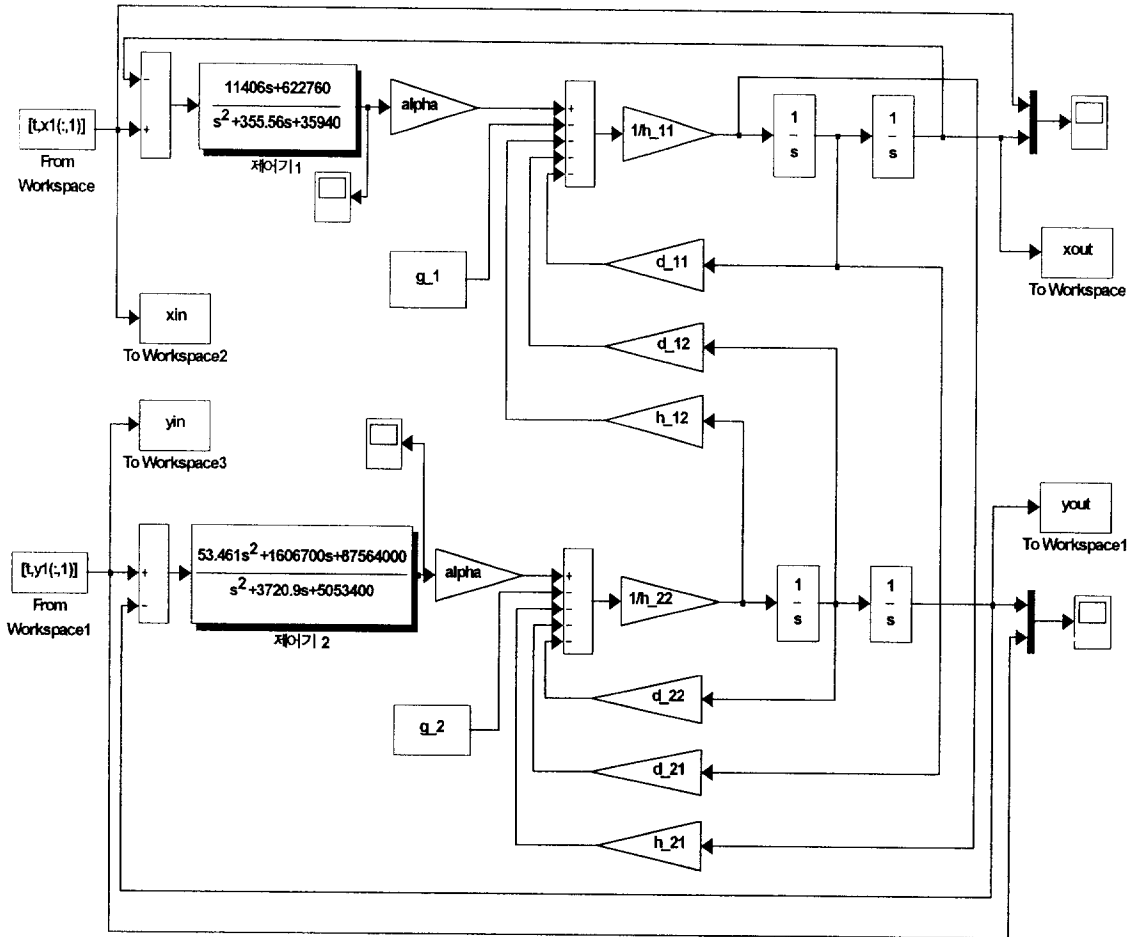


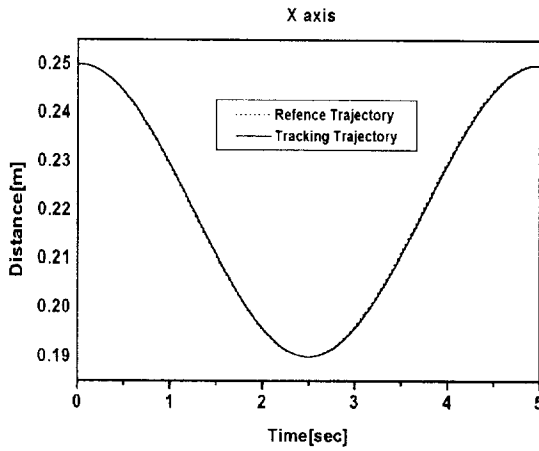
Fig.5.2. Control system of Parallel link manipulator.

제어대상은 Fig.5.1을 사용하였고 Fig.5.2는 Matlab과 Simulink를 이용하여 제어시스템을 구성하여 Table 4.1, Table 4.2의 파라미터를 가진 매니플레이터를 기준모델로 하여 시뮬레이션 하였다. 매니플레이터의 끝점 좌표가 (x, y) 로 주어졌을 경우 하단부의 모터의 관절각도는 식(2.59)과 식(2.65)에 의해서 계산된다.

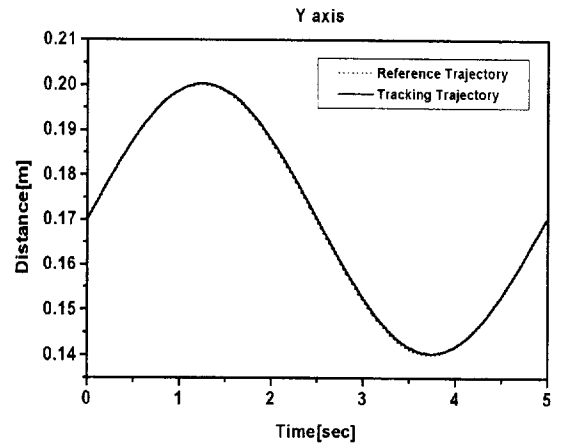
5.2 시뮬레이션 결과

5.2.1 Tracking of circle trajectory (no load)

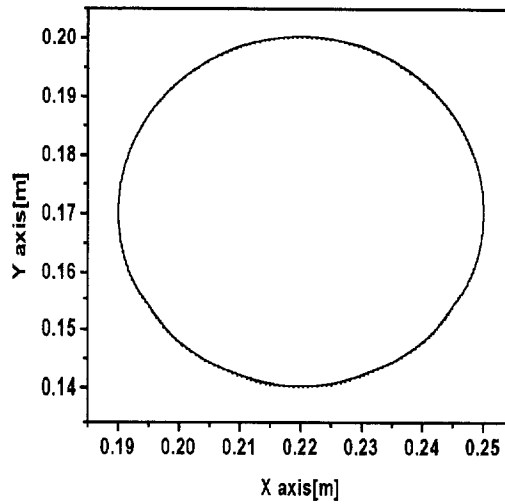
가. $R = 0.03[m]$, 5[sec], low speed



(a) X axis



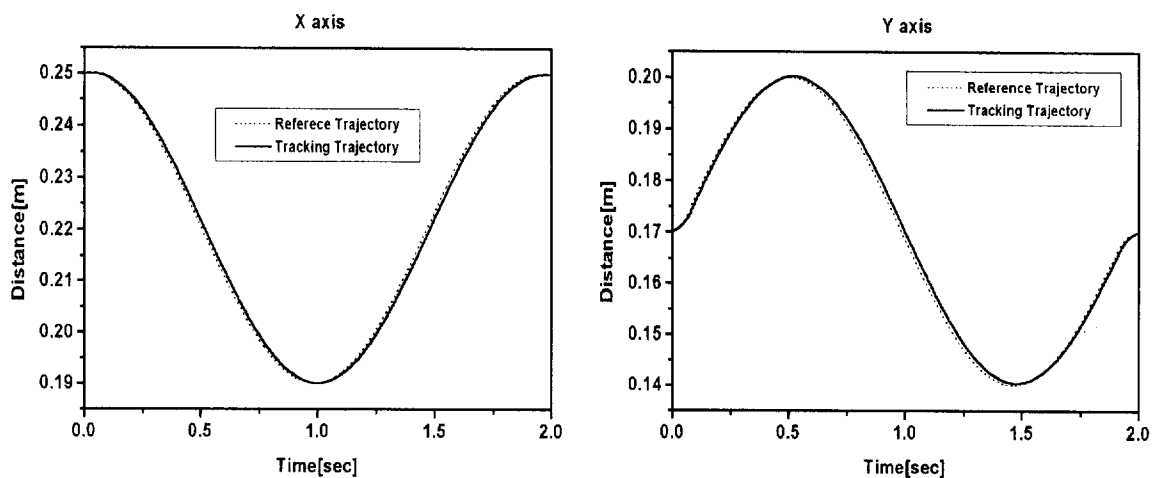
(b) Y axis



(c) Trajectory

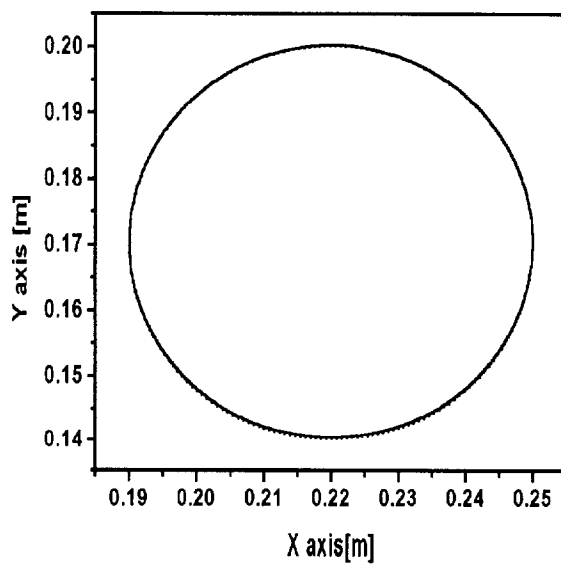
Fig.5.3. Simulation result of circle Trajectory (low speed).

4. $R = 0.03[m]$, 2[sec], high speed



(a) X axis

(b) Y axis

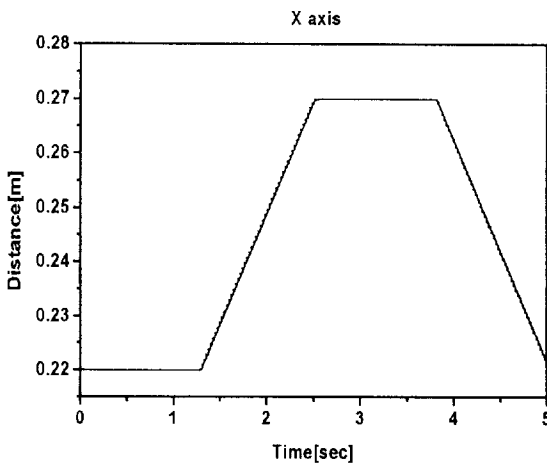


(c) Trajectory

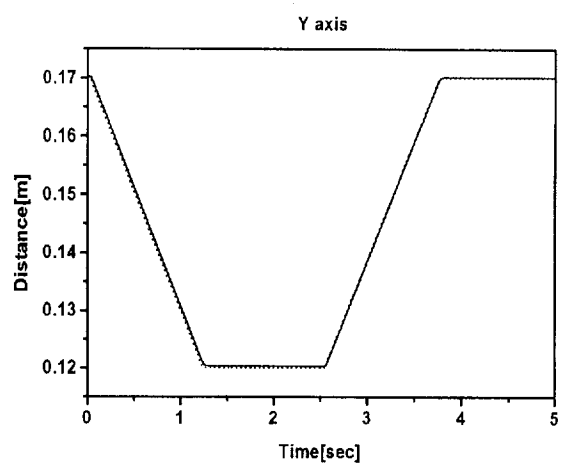
Fig.5.4. Simulation result of circle trajectory(high speed).

5.2.2 Tracking of square trajectory (no load)

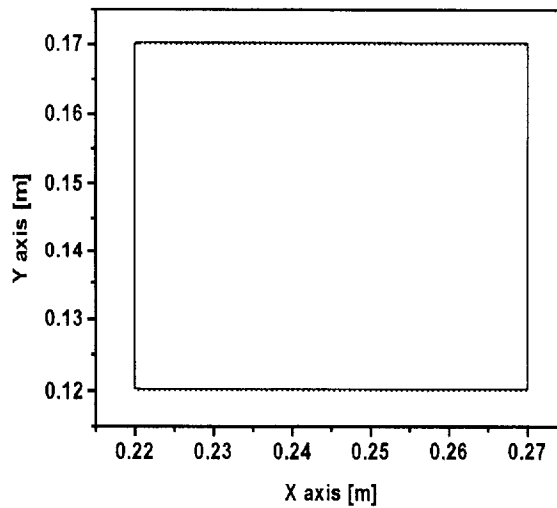
7]. $L = 0.05[m]$, 5[sec], low speed



(a) X axis



(b) Y axis



(c) Trajectory

Fig.5.5. Simulation result of square (low speed).

나. $L=0.05[m]$, $2[sec]$, high speed

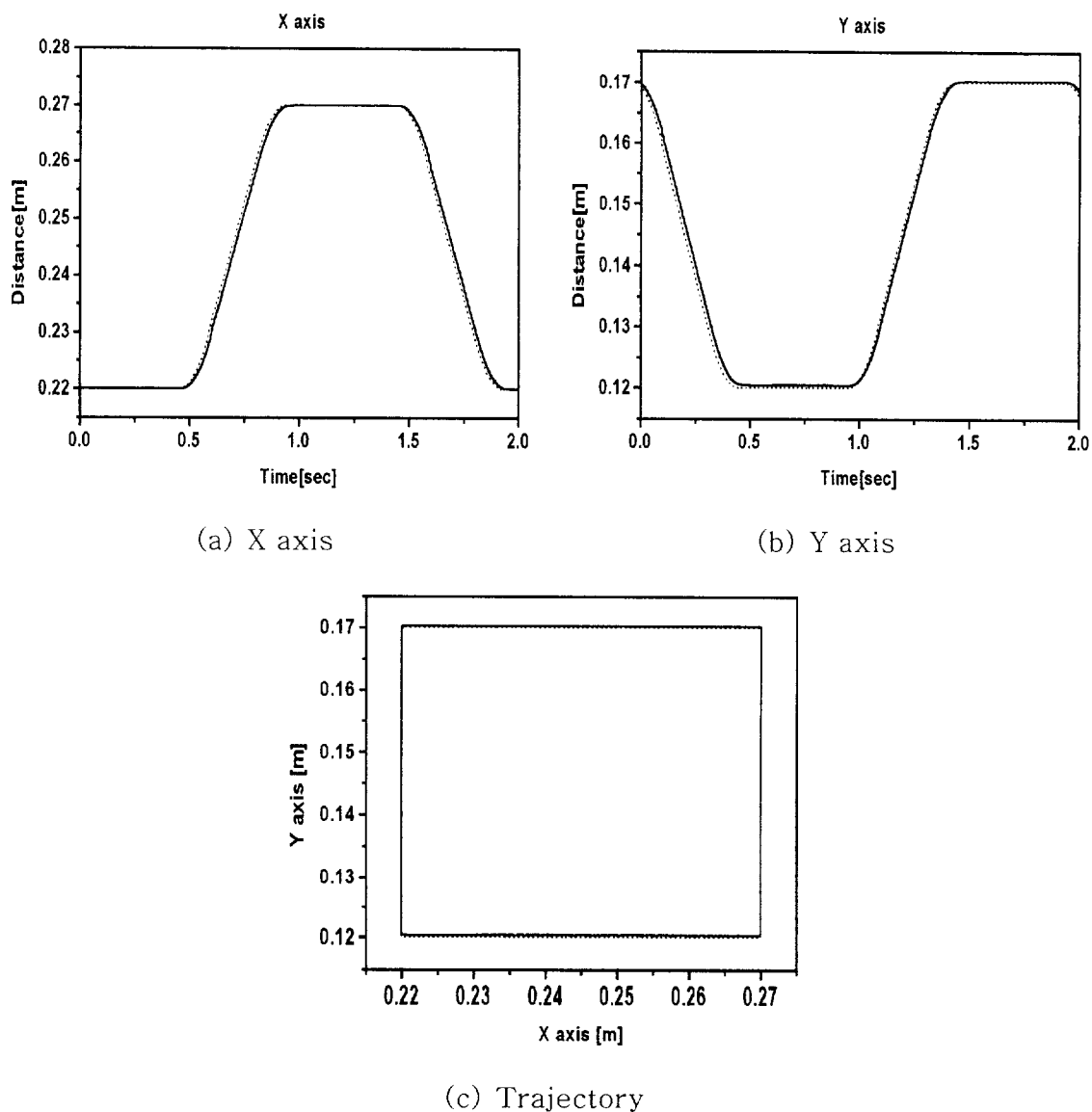


Fig.5.6. Simulation result of square(high speed).

위 시뮬레이션 결과에서 보듯이 설계된 QFT제어기는 고속일 경우에 있어서 링 크간의 간섭을 최소화하고 있는 것을 알 수가 있다.

제 6장 실험 및 고찰

6.1 실험장치의 구성

본 논문을 위해서 직접 제작한 평행링크 매니퓰레이터의 구성장치는 Fig.6.1과 같다.

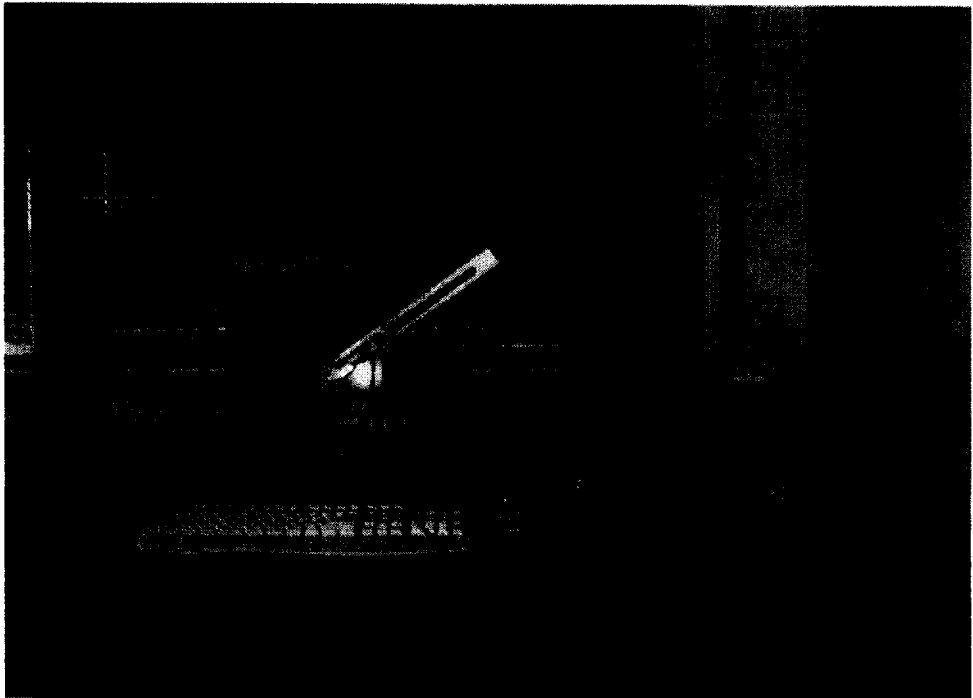


Fig.6.1. Experiment equipment of parallel link manipulator.

실험은 I/O 보드를 통해서 A/D변환하여 PC를 통해 설계된 제어기를 거쳐 제어 입력신호로 계산된다.이 값은 D/A 컨버터를 통해 출력된다. 하지만 이 신호는 미약해서 $-12V \sim +12V$ 의 아날로그 전압으로 증폭되어 DC 모터의 조작량으로 공급된다. 이때 샘플링 시간은 $5[ms]$ 로 하였다. 평행링크 매니퓰레이터 실험 대략도와 프로그램 과정은 각각 Fig.6.2와 Fig.6.3과 같고 Fig.6.3에서 점선 부분은 PC에서 C언어를 이용하여 프로그래밍하였다. Table6.1은 실험장치의 사양을 나타낸다.

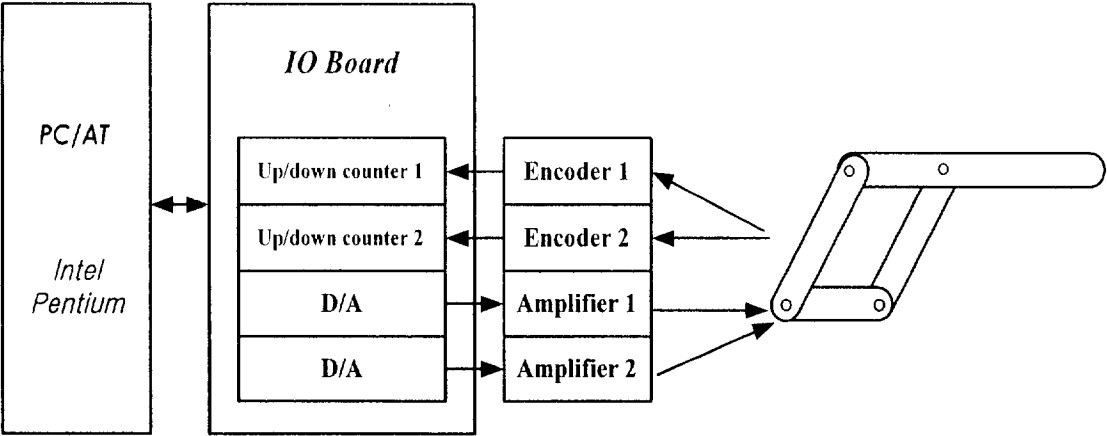


Fig.6.2. Experiment chart of parallel link manipulator.

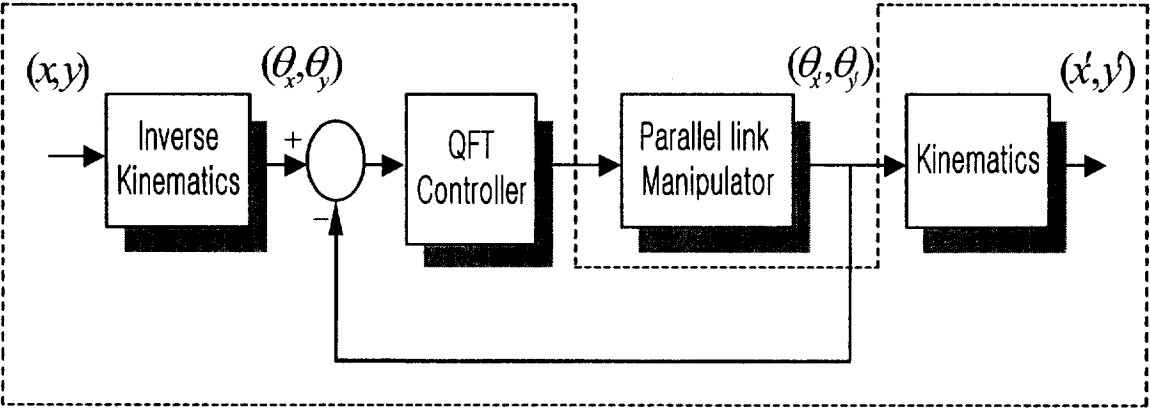


Fig.6.3. Programming chart.

Table6.1 Specification of experiment equipment

Table6.1 Specification of experiment equipment

Equipment	Model	Specification
IO Board	MULTIQ	8 single ended analog input, 8 A/D converters :13bit 8 D/A converters : 12bit 6 Quadrature input decoder/counters : 24bit 8bit digital input : 16bit 8bit digital output :16bit
Power Amplifier		Maximum current: 3[A] Maximum power: 40[W] Power bandwidth : 60[KHz] Small signal bandwidth : 700[KHz] Slew rate : 9[V/ms] Voltage range : -12V ~+12[V]
Encoder	HEDM J12	Resolution : 10bit, A, B phase, increment
DC Motor	FAULHABER 3863H012C	Nominal voltage : 12[V] Power output : 204[W] Torque : 8000[rpm]

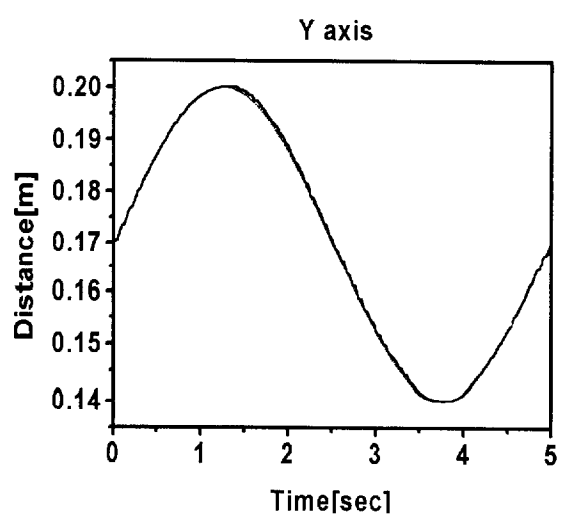
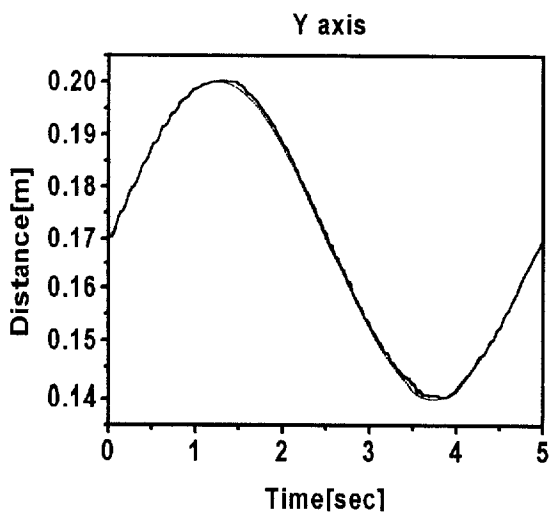
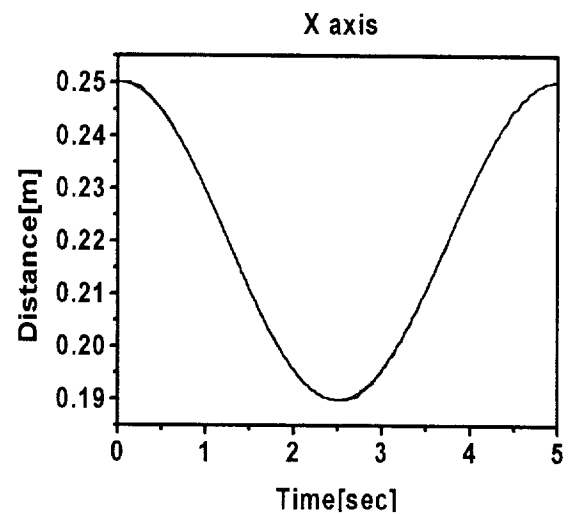
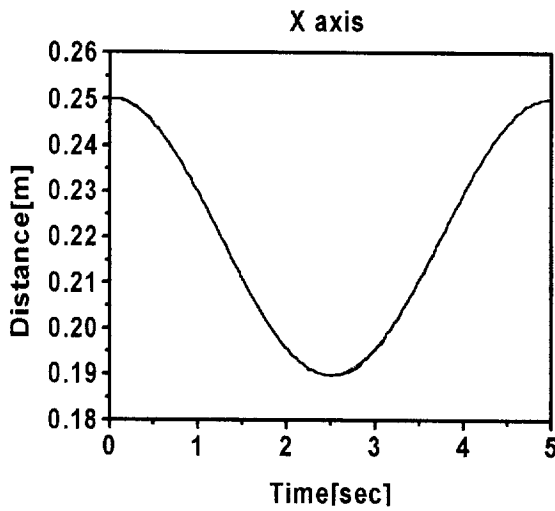
6.2 위치제어 추종 실험결과

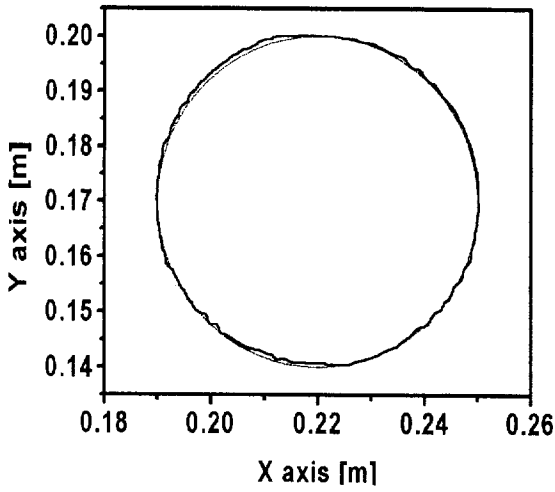
본 논문에서 제안한 QFT제어기와 PD제어기를 평행링크 매니플레이터에 적용하여 로봇 끝점에서 원과 사각형 궤적을 추종하게 하는 실험을 하였다. 설계된 QFT제어기는 연속계이다. 이것을 이산 시스템으로 실장하기 위해서 여기서는

Tustin방법을 이용했다. 실험에 사용한 샘플링 시간은 $5[ms]$ 로 하였고 목표궤적 생성에는 가속도를 일정한 값으로 취하는 사다리꼴 속도제어 방식을 이용하였다. PD 제어기는 튜닝법에 의해서 구한 계수 값을 사용하였고 실험 조건은 5장의 시뮬레이션과 마찬가지로 각각 고속(2초)일 때와 저속(5초)일 경우에 대해서 원 궤적과 사각형 궤적을 추종하게 한 결과를 Fig.6.4~7 에 나타냈다. 추가적으로 성능조건에서는 고려하지 않았던 매니플레이터의 끝점에 부하($60[g]$, $90[g]$, $120[g]$)를 달아서 고속(2초)일 경우에 대해 원 궤적을 추종하게 한 결과를 Fig.6.8~10에 나타냈다. 실험 결과에서도 보듯이 PD제어기보다 설계된 QFT제어기를 적용한 경우가 궤적을 더 잘 추종하는 것을 확인할 수가 있다. 그리고 Table6.1와 Fig.6.11은 평균제곱오차 제곱근(Root Mean Square Error)을 이용해 PD제어기와 QFT제어기를 수치적으로 비교 분석하였다. 전체적으로 X축의 Motor 1에서는 RMSE가 거의 비슷하지만 y축의 Motor 2에서는 RMSE 상당히 개선되는 것을 알 수가 있다. 그리고 성능조건에서 고려하지 않았던 끝점에 부하를 달았을 경우에도 QFT제어기는 PD제어기 보다 RMSE가 개선되는 것을 확인할 수 있었다.

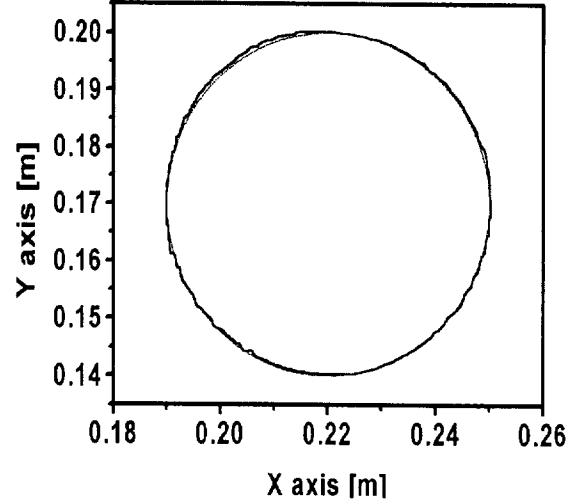
6.2.1 Tracking of circle trajectory (no load)

7. $R = 0.03[m]$, 5[sec], low speed





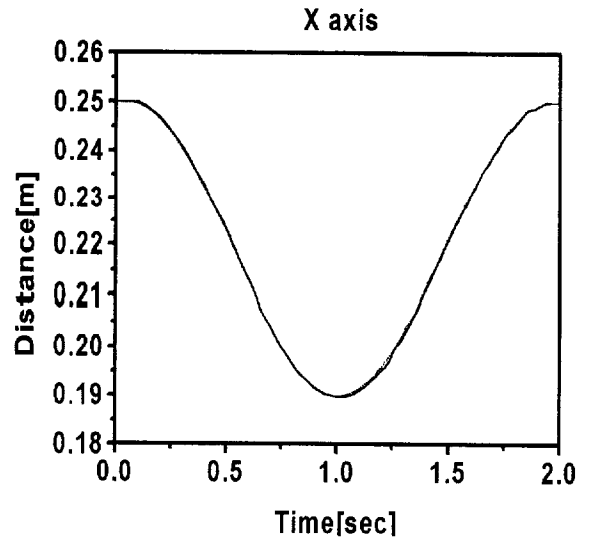
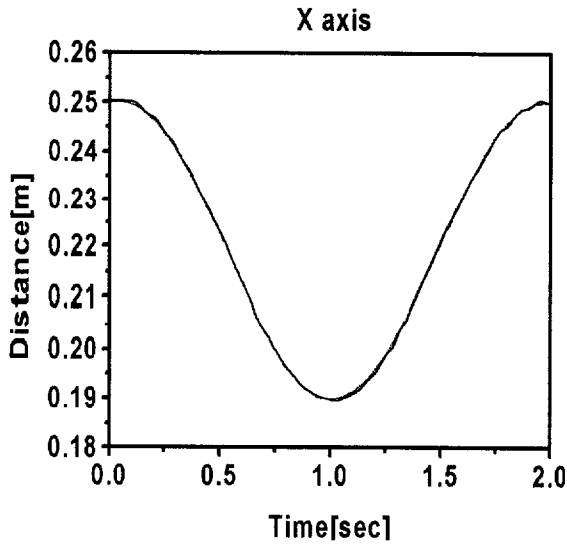
(a)PD Controller

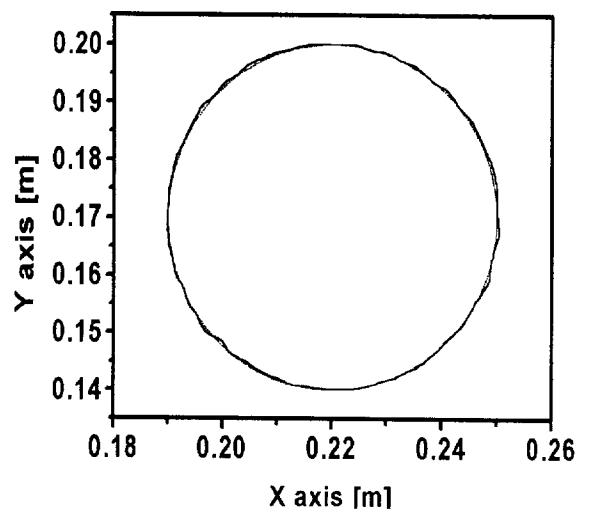
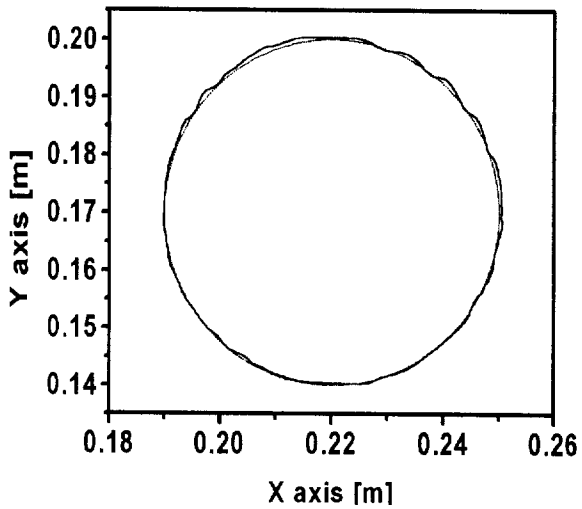
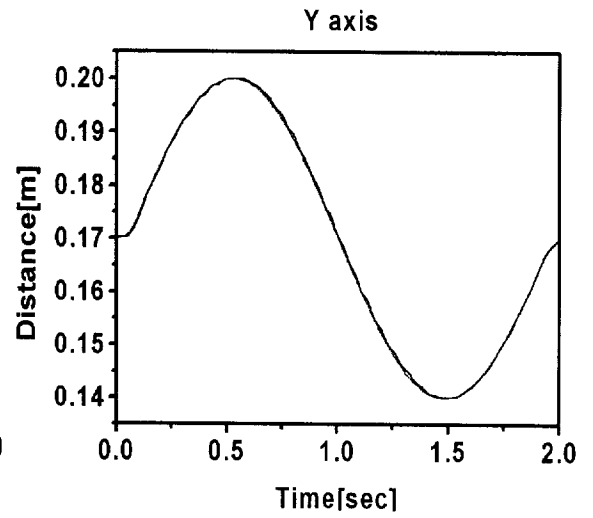
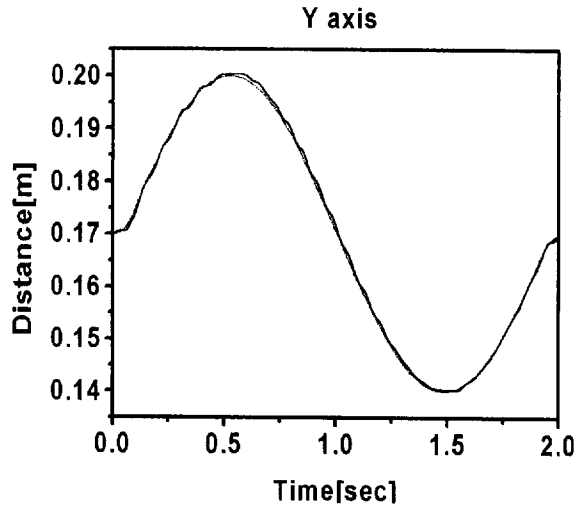


(b)QFT Controller

Fig.6.4. Circle trajectory, low speed (no load).

4. $R = 0.03[m]$, 2[sec], high speed





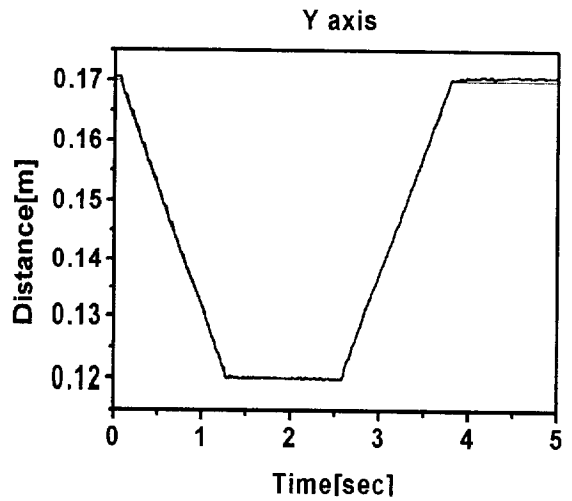
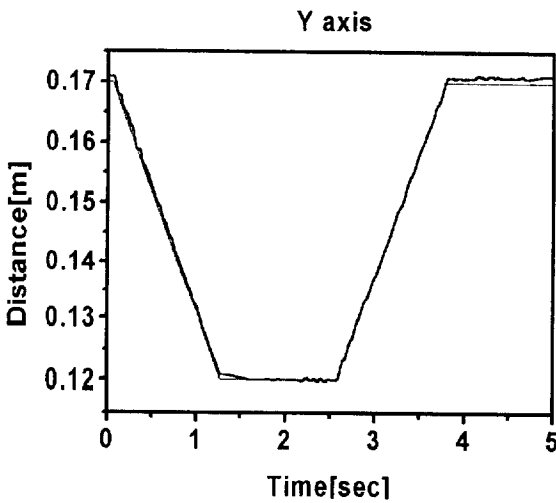
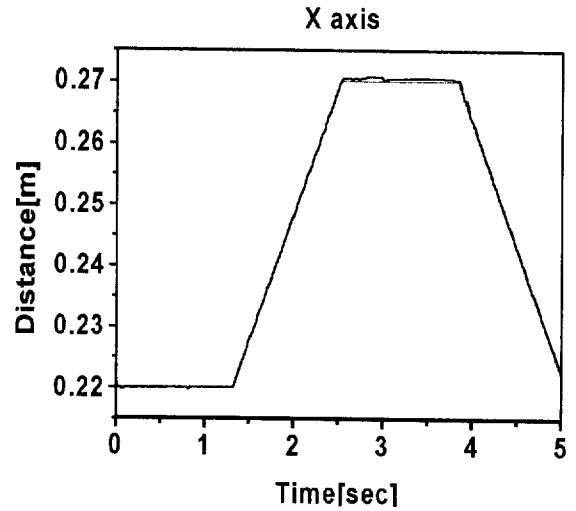
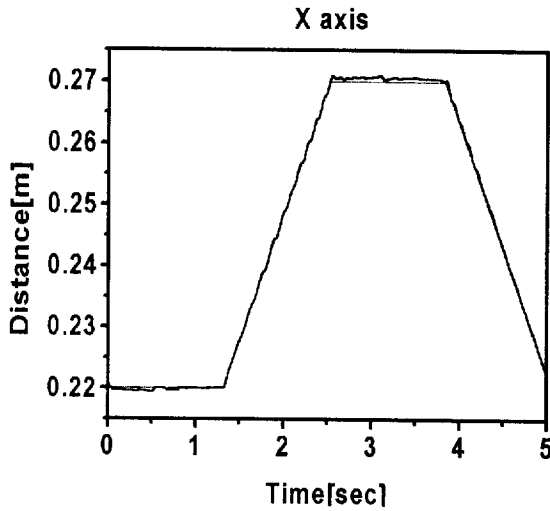
(a)PD Controller

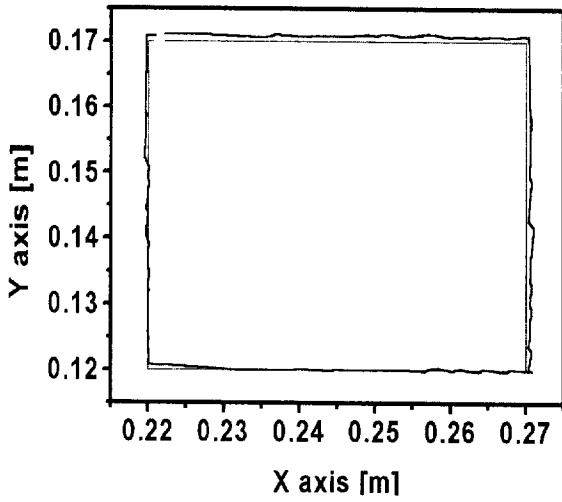
(b)QFT Controller

Fig.6.5. Circle trajectory, high speed (no load).

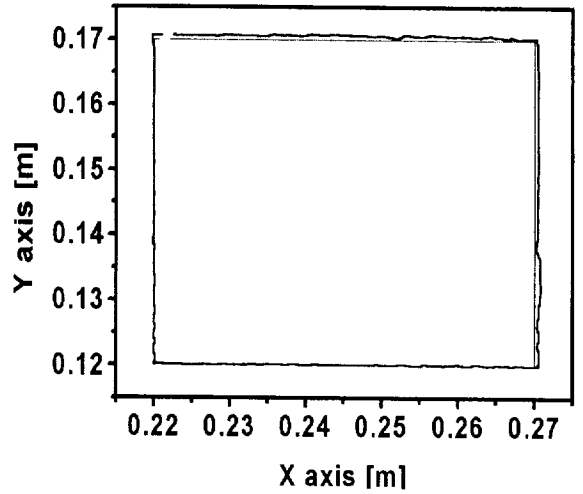
6.2.2 Tracking of square trajectory (no load)

7. $L = 0.05[m]$, 5[sec], low speed





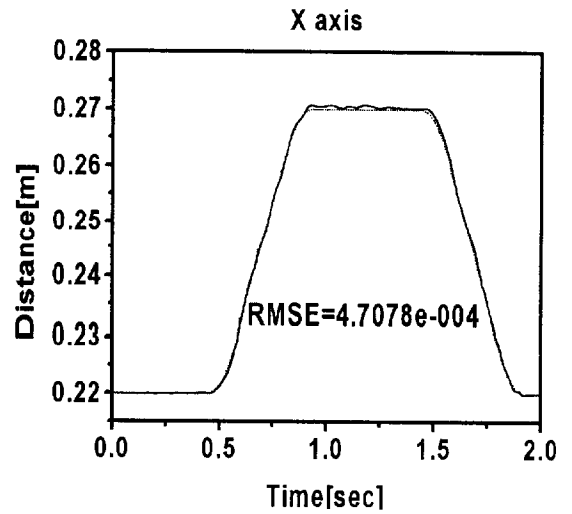
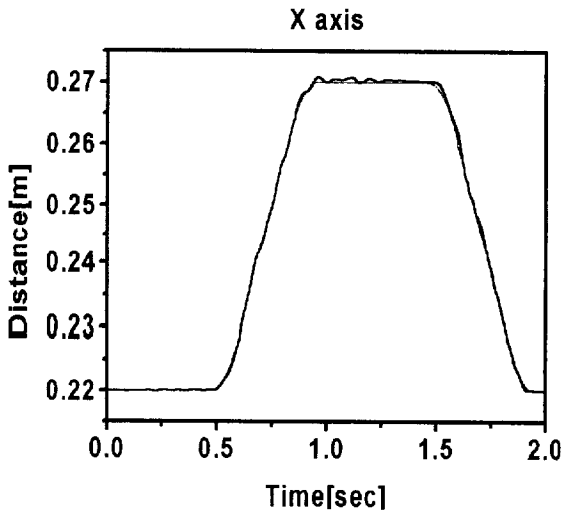
(a)PD Controller

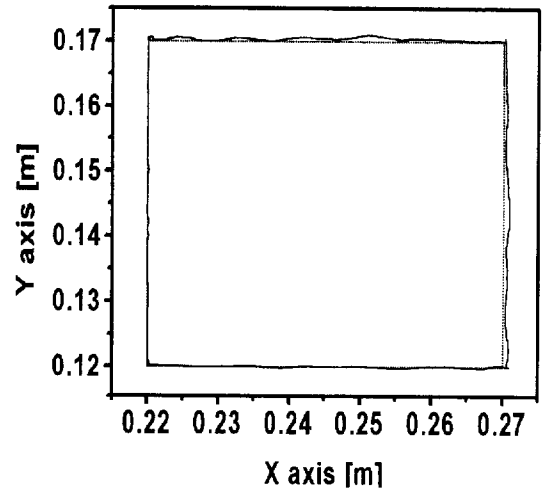
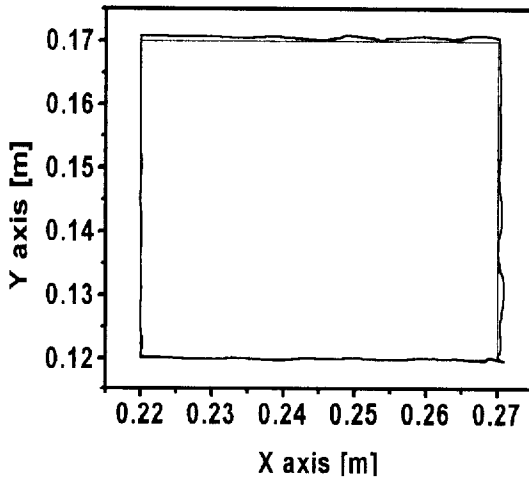
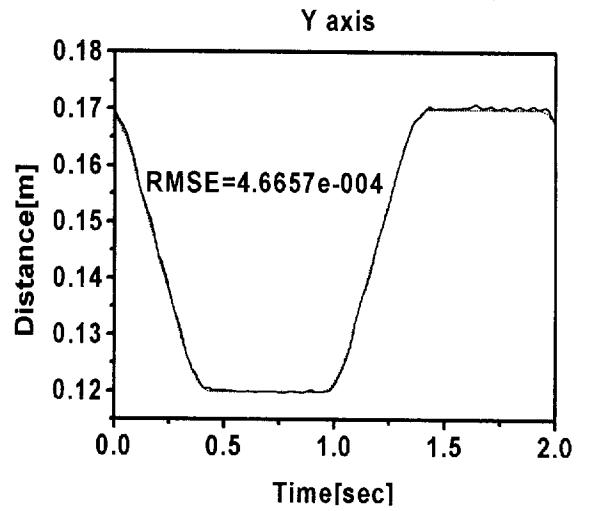
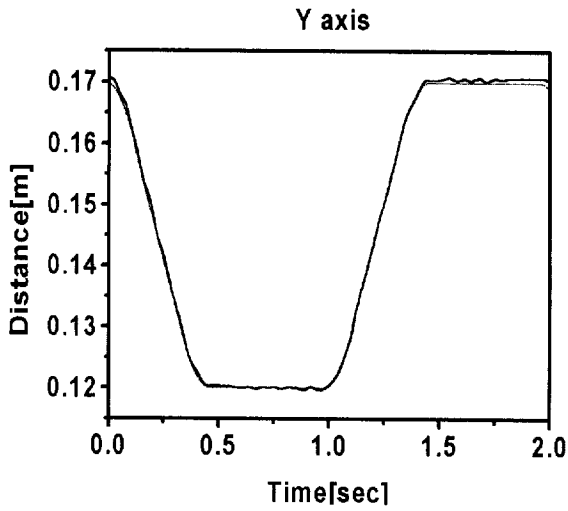


(b)QFT Controller

Fig.6.6. Square trajectory, low speed (no load).

ㄴ. $L = 0.05[m]$, 2[sec], high speed





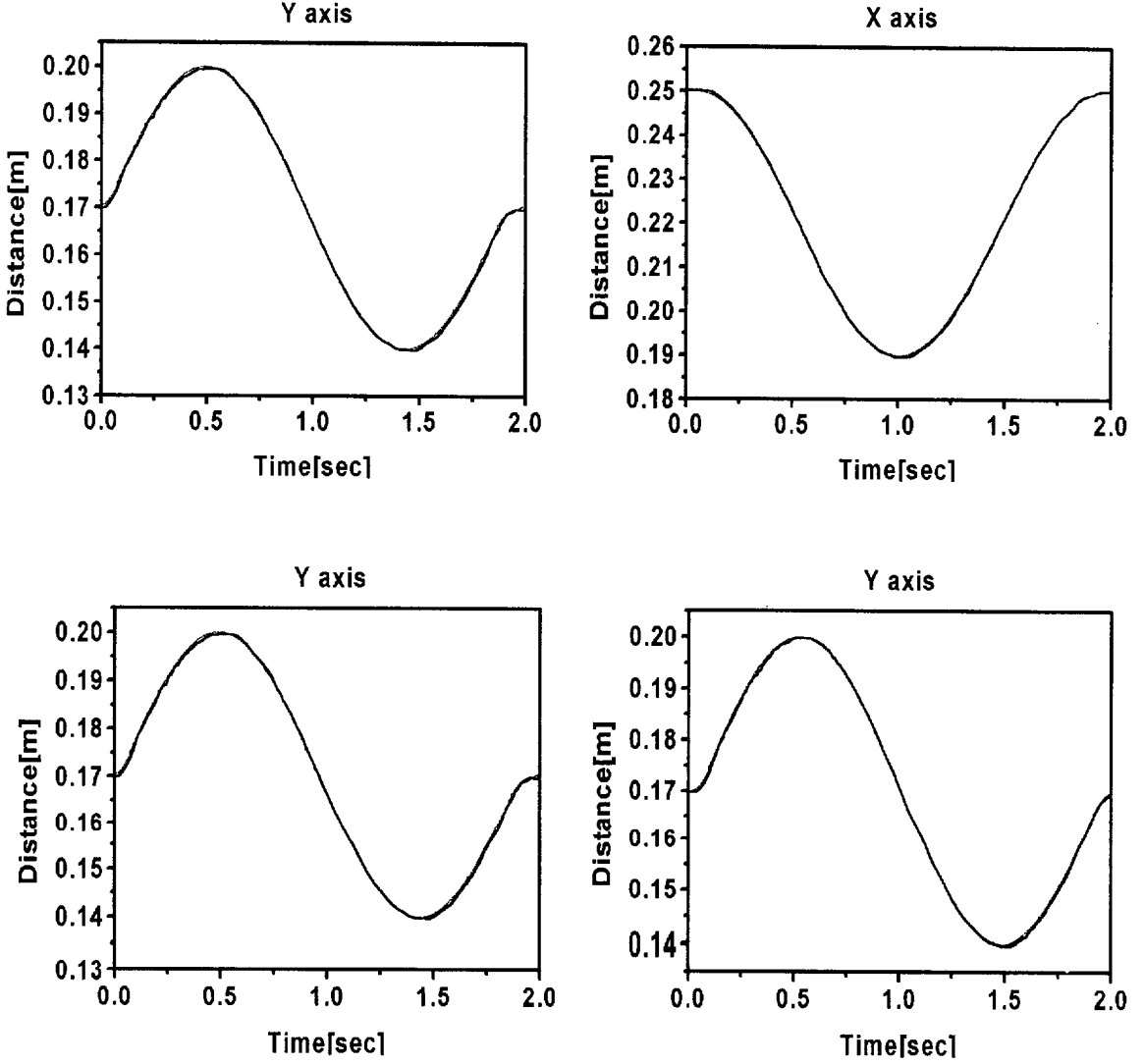
(a)PD Controller

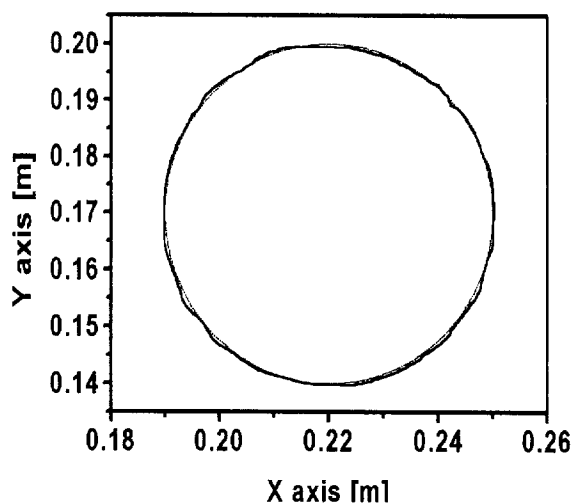
(b)QFT Controller

Fig.6.7. Square trajectory, high speed (no load).

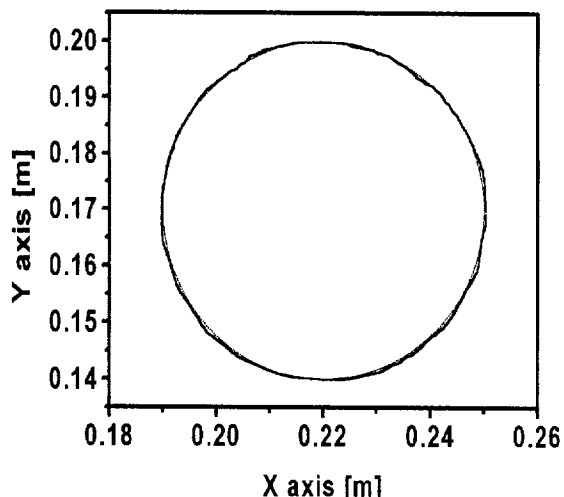
6.2.3 Tracking of circle trajectory (load)

가. $R = 0.03[m]$, $2[sec]$, high speed (60g)





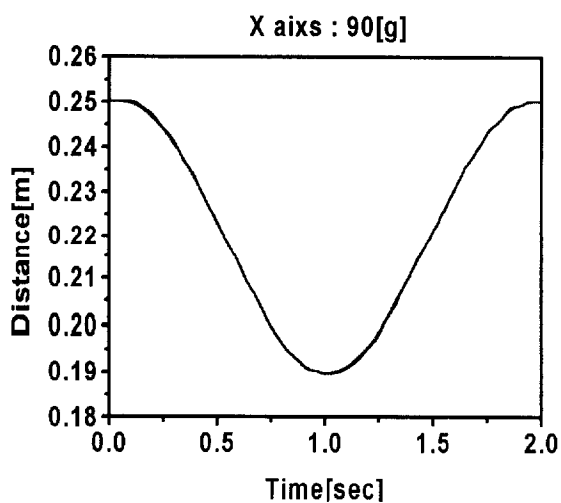
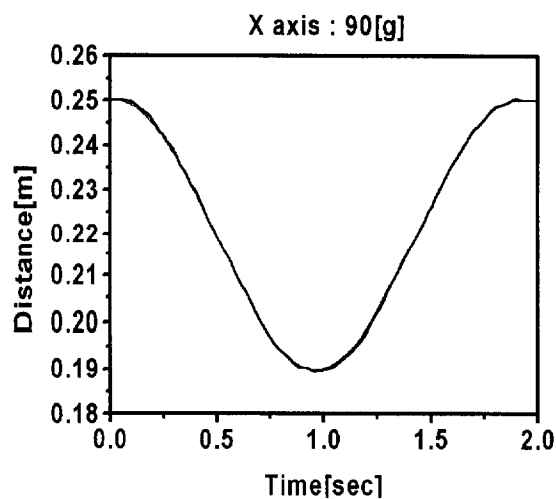
(a)PD Controller

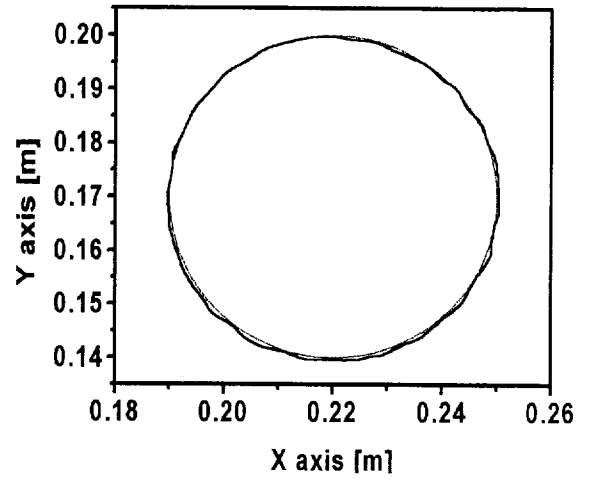
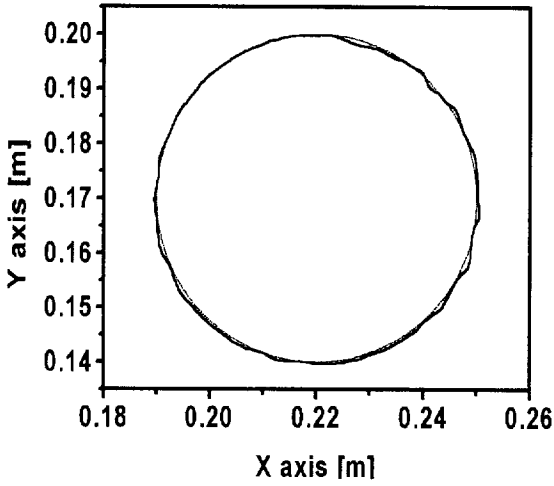
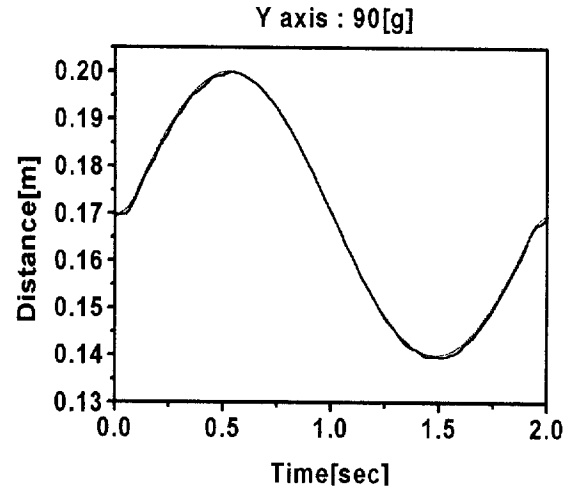
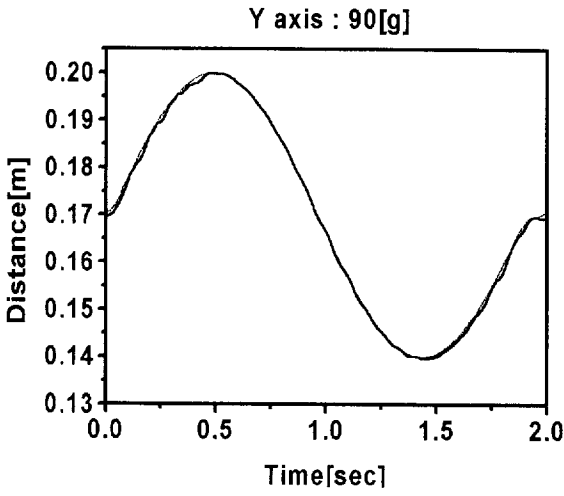


(b)QFT Controller

Fig.6.8. Circle trajectory, high speed (load : 60[g]).

ㄤ. $R = 0.03[m]$, 2[sec], high speed (90g)



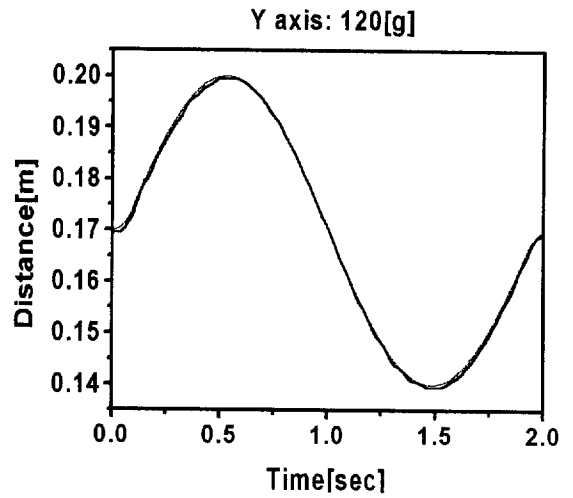
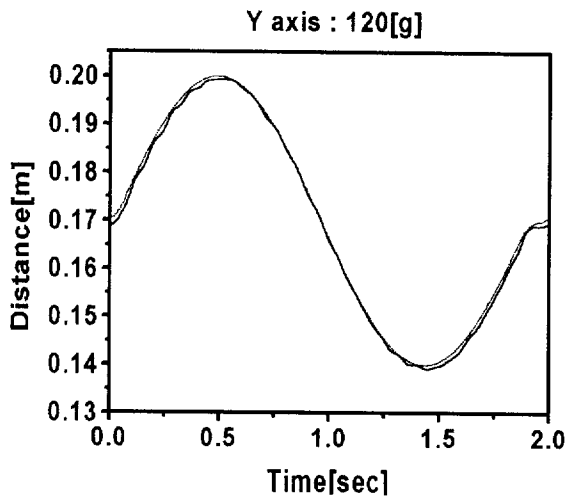
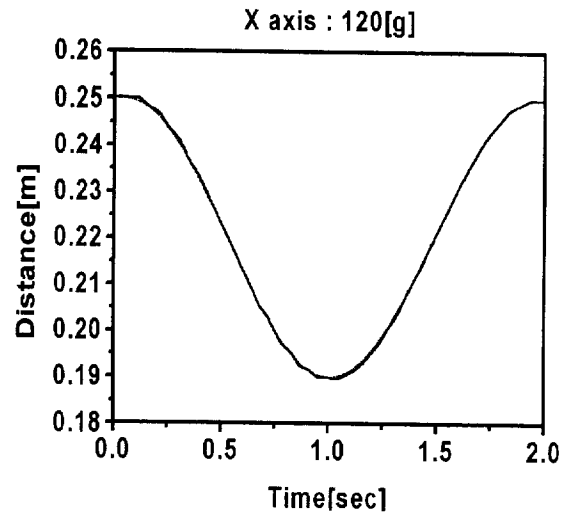
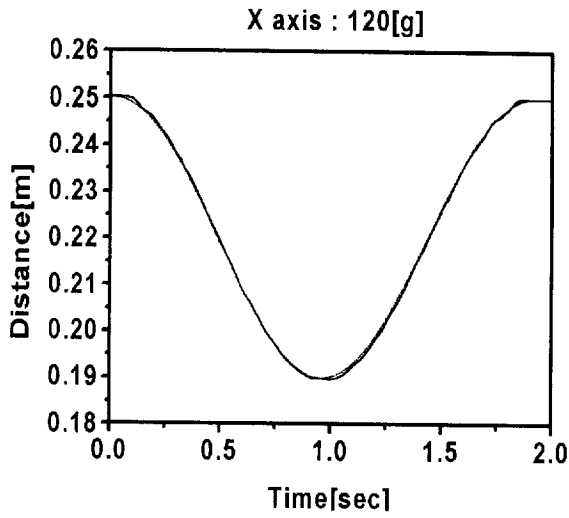


(a)PD Controller

(b)QFT Controller

Fig.6.9. Circle trajectory, high speed (load : 90[g]).

다. $R = 0.03[m]$, 2[sec], high speed (120g)



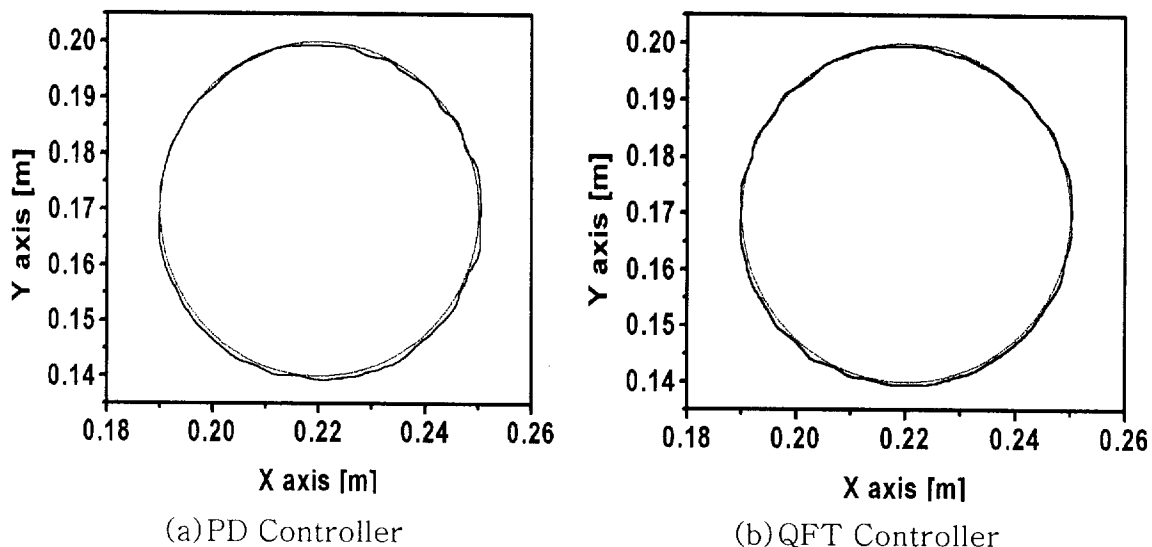
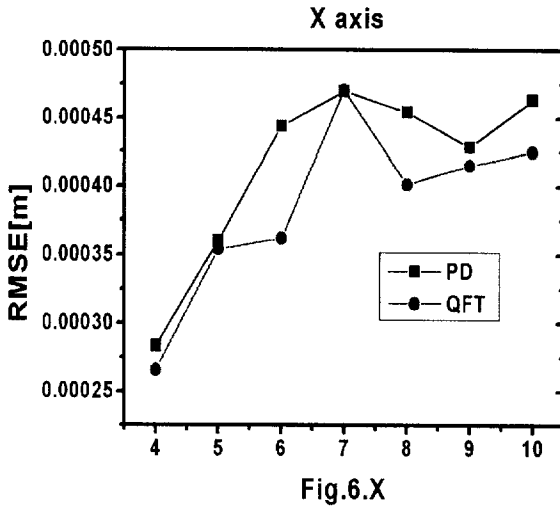


Fig.6.10. Circle trajectory, high speed (load : 120[g]).

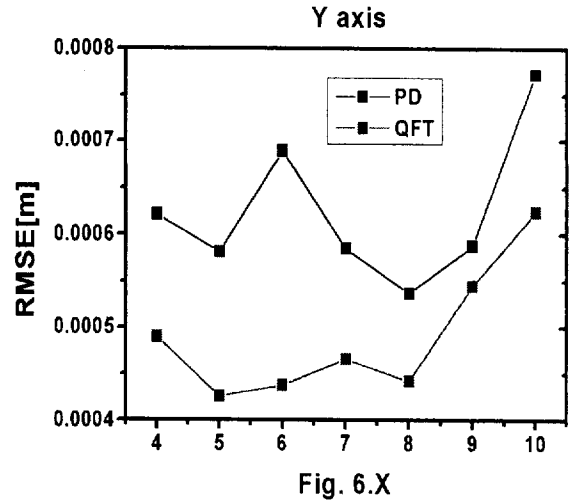
6.2.4 RMSE (Root Means Square Error)

Table 6.2. RMSE of experiment results.

	PD controller		QFT controller	
	X axis	Y axis	X axis	Y axis
Fig.6.4	2.8356×10^{-4}	6.2164×10^{-4}	2.6580×10^{-4}	4.9025×10^{-4}
Fig.6.5	3.6040×10^{-4}	5.8150×10^{-4}	3.5423×10^{-4}	4.2621×10^{-4}
Fig.6.6	4.4401×10^{-4}	6.8983×10^{-4}	3.6213×10^{-4}	4.3796×10^{-4}
Fig.6.7	4.7019×10^{-4}	5.8558×10^{-4}	4.7078×10^{-4}	4.6657×10^{-4}
Fig.6.8	4.5461×10^{-4}	5.3702×10^{-4}	4.0140×10^{-4}	4.4224×10^{-4}
Fig.6.9	4.2882×10^{-4}	5.8814×10^{-4}	4.1563×10^{-4}	5.4483×10^{-4}
Fig.6.10	4.6372×10^{-4}	7.7252×10^{-4}	4.2528×10^{-4}	6.2447×10^{-4}



(a) X axis



(b) Y axis

Fig.6.11. RMSE performance comparison.

6.3 실험 고찰

실제 산업분야에서는 링크간의 간섭으로 인한 고속 정밀한 추종에 있어서는 많은 문제점이 발생하게 된다. 뿐만 아니라, 다변수시스템일 경우 고전제이론을 적용하기가 어렵다. 그리고 부하질량이 사전에 알려지는 경우는 드물고, 일반적으로는 모르는 대상에 대한 작업이 대부분이다. 매니퓰레이터의 부하에 대한 일반성을 요구할 때는 부하의 질량을 예측할 수 없는 경우에도 목표궤적을 잘 추종하는 것이 목적이다. 이런 관점에서 볼 때 ICD기법과 QFT제어는 유효한 설계기법이라고 말할 수 있다. 이상의 실험결과에서 제안한 ICD기법은 각 채널의 간섭이 작을 경우에 대해서는 채널분리가 잘 되는 것을 확인할 수 있었고 QFT 제어기법이 로버스트 성능을 어느 정도 만족한다고 말할 수 있겠다. 추가적으로, 목표치 추종특성을 향상시키기 위해서는 성능조건에 추종특성사양을 포함시켜 전위필터를 설계할 필요하다고 생각된다.

제 7장 결 론

산업용 로봇은 PD제어기를 이용한 튜닝방법으로 어느 정도의 성능을 만족할 수 있다. 하지만 고속, 고정밀도를 요구하는 경우에 있어서는 링크간의 간섭으로 인해 기존의 PD제어기만으로는 성능사양을 만족할 수가 없다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방안으로 본 논문에서 직접 설계 제작한 2자유도의 평행링크 매니플레이터에 채널 분리법인 ICD기법을 이용해서 채널 분리하여 제어시스템을 구축하였다. 그리고 플랜트의 선형화 과정에서의 불확실성과 파라미터의 변동, 그 외에 외란 등에도 불구하고 성능사양을 만족시킬 수 있는 고전적 주파수 설계법인 MISO QFT를 적용하여 평행링크 매니플레이터의 위치제어를 수행하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통해서 설계된 QFT제어기의 우수성을 확인할 수 있었다. 특히 실험과정에서는 제어기 설계과정에서 반영하지 않았던 매니플레이터의 끝점에 부하를 가해 기존의 PD제어기와 비교 분석하여 기존의 PD제어기보다 설계된 QFT제어기의 우수성과 시뮬레이션의 타당성을 확인할 수 있었다. 본 논문에서는 ICD기법을 다변수 시스템에 적용한 계기를 마련하였고 무엇보다도 QFT이론을 실제 시스템인 평행링크 매니플레이터에 직접 적용한데 큰 의의가 있다고 하겠다. 오늘날 현대제어이론은 수학적인 치밀성에도 불구하고 실제 적용하기가 어려운 점을 고려한다면 고전적 설계 방법인 QFT는 설계과정도 단순하여 실제 시스템에 적용하기 쉬운 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] H. Asada, *Direct-drive Robots Theory and Practice*, MIT Press, 1987.
- [2] T. Namerikawa, M. Fujita, F. Matsumura, "Robust H_∞ Control of a Parallel Link Robot Manipulator", IEE Japan, vol. 116-D, no.2, 1996.
- [3] I. M. Horowitz, *Quantitative Feedback Design Theory*, QFT Publication, vol. 1, 1992.
- [4] C. H. Houpis, S. J. Rasmussen, *Quantitative Feedback Theory fundamentals and applications*, Marcel Dekker, 1999.
- [5] O. Yaniv, *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear control systems*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [6] I. Horowitz, "Survey of Quantitative Feedback Theory", Int. J. of Control, vol.53, no.2, pp.255~291, 1991.
- [7] I. M. Horowitz, "Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances", Int. J. of Control, vol.16, no. 2, pp.287~309, 1972.
- [8] I. Horowitz, "Optimum synthesis of non-minimum phase feedback systems with plant uncertainty", Int. J. Control. vol. 27, no. 3, pp.361~386, 1978.
- [9] A. Gera, I. Horowitz, "Optimization of the loop transfer function", Int. J. Control, vol. 31, no. 2, pp. 389-398, 1980.
- [10] O. Yaniv, Y. Chait. C. Borghesani, *Quantitative feedback Theory toolbox*, Mathworks, 1994.
- [11] 강민구, 변기식, "QFT를 이용한 불안정한 시스템의 안정화를 위한 강인한 제어기 설계", 한국신호처리시스템학회 논문지, 제2권 3호, 2001.
- [12] 김우복, "QFT를 이용한 단일 링크 유연 로봇 팔의 강건제어", 인하대학교대학원 기계공학과 석사학위논문, 1995.
- [13] 최용희, "QFT를 이용한 다변수 시스템 제어기 설계", 충북대학교대학원 전자공

학과 석사학위논문, 1995.

- [14] 김민환, “QFT와 GA를 이용한 원전 증기 발생기 수위 제어계의 설계”, 충북대학교대학원 전기공학과 박사학위논문, 1999.
- [15] I. Horowitz, "Quantitative feedback theory", IEE. PROC. vol.129, no.6, 1982.
- [16] J. Y. Chang, Y. M. Chen, T.T. Tsai, "Robot control design by Quantitative feedback theory", ICAR. Fifth International Conference, vol.1, pp. 437-442, 1991.
- [17] R. Reynolds, M. Pachter, C. H. Houppis, "Full Envelope Flight Control System Design using QFT", Proceeding of America Control Conference, 1994.
- [18] M. S. Park, Y. Chait, M. Steinbuch, "Inversion free Design Algorithms for Multivariable Quantitative Feedback Theory : An Application to Robust Control of a CD-ROM", Automatica, vol.33, no.5, pp.915~920, 1997.
- [19] H. Asada, K. Youcef-Tormi, “Analysis and Design of a Direct-Drive Arm with a Five-Bar-Link Parallel Drive Mechanism”, J. of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol.106, pp.225~230, 1984.
- [20] 金成大, “신경회로망을 이용한 다이렉트 드라이브 로봇 매니플레이터의 位置制御에 관한 研究”, 동아대학교대학원 박사학위논문, 1995.
- [21] 황용연, “학습제어기를 이용한 직접 구동형 로봇의 힘 제어”, 대한기계학회논문집 A, vol.21, no.11, pp.1819~1826, 1997.
- [22] 강민구, 변기식, “평행링크 매니플레이터의 강인한 QFT 제어기 설계”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2249~2251, 2001.
- [23] 김진호, *기초로봇공학*, 성안당, 1999.
- [24] I. Horowitz “Quantitative synthesis of uncertain multiple input-output feedback system”, Int. J. control. vol.30, no.1, pp.81~106, 1979.
- [25] O. Yaniv, I. M. Horowitz, “A quantitative design method for MIMO linear feedback systems having uncertain plants”, Int. J. Control, vol.43, pp. 401 – 421, 1986.
- [26] O. Yaniv, Y. Chait, “A Simplified Multi-Input Multi-output Formulation for the

Quantitative Feedback Theory”, J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol.114, pp.179~185, 1992.

- [27] W.E Leithead, J. O'reilly "Multivariable control by Individual Channel Design", Int. J. of Control, 54, pp.1~46, 1991.
- [28] W.E Leithead, J. O'reilly "Structural Issues underlying the performance of 2-input 2-output multivariable systems using individual channel design", IEEE. vol.1, pp.575~580, 1991.
- [29] John J. Craig, *Introduction to Robotics Mechanics and Control*, Addison-Wesley, 1989.
- [30] William, S. Levine, *The Control Handbook*, IEEE Press, vol.1, 1996.
- [31] J. J. D'Azzo and C. H. Houpis, *Linear Control system Analysis*, McGraw-Hill Pub, 1988.
- [32] PROGRAMMING MANUAL, Quanser Consulting.

감사의 글

여러 소중한 분들의 관심과 은혜가 있었기에 지금의 이 글이 나올 수 있었다고 생각합니다. 그 분들에게 고맙다는 말을 이 자리를 빌어 드립니다.

부족한 저를 항상 아낌없이 사랑과 믿음으로써 지도해 주신 지도 교수님이신 변기식 교수님께 진심으로 감사 드리고 바쁘신 와중에서도 항상 저의 물음에 성심껏 지도해 주신 최연욱 교수님, 황용연 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 제가 여기까지 올 수 있게 초석을 만들어 주신 이형기 교수님, 김남호 교수님, 김만고 교수님, 안영주 교수님께도 감사의 말씀을 드리고 대학생활동안 많은 격려와 관심을 보여주신 신춘식 선생님께도 감사의 마음을 전합니다. 아울러, 실험실에서 힘들 때 친구처럼 힘이 되어준 최호식, 김경진, 황대욱, 전종민, 공형식, 신종현에게 감사를 드리고 짧지 않은 2년 동안 동고동락하면서 항상 친형처럼 저를 아껴주고 격려해 준 동기이자 선배인 신봉철, 배상범, 강부경, 김남수 선배님들에게 감사를 드립니다. 그리고 도움이 필요할 때면 언제나 아무 말 없이 도와준 한학식, 박성진 후배님, 후배이자 동기인 이상준에게도 감사를 드리며 항상 뒤에서 묵묵히 도와준 정성대, 이동훈, 최희창, 김용재, 김민정 후배님에게도 가슴 속 깊이 묻어 놓았던 감사의 말씀을 드리며 많은 자문과 충고를 해주신 송봉기, 전양배님에게도 감사를 드립니다. 그리고 산업대학원생 여러분들에게도 감사의 말씀을 드립니다. 항상 힘들 때 용기를 실어 준 죽마고우 선양규, 김강규, 김동우, 고등학교 친구 김태현, 동아리 친구 이동윤, 정광문, 박준현에게도 감사를 드립니다. 빈 적은 없지만 저의 보잘 것 없는 질문과 자료 부탁에 성심 성의껏 답변해 주시고 지원해 주신 I. M. Horowitz 박사님, C. H. Houpis 박사님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 항상 관심을 가져준 대학동기와 대학생활동안 가장 값지고 소중했던 '목우회' 동기 및 선·후배님들에게도 감사 드립니다.

오늘이 있기까지 사랑과 믿음으로서 저 하나만을 보고 고생하신 어머님께 엮드려 감사를 드리며, 멀리서 항상 걱정해 주시고 힘이 되어주신 누나와 좌형 그리고 저에게 항상 기쁨과 희망을 주는 조카 예진, 예림에게 고맙다는 말씀을 드립니다. 아울러 옆에서 보이지 않는 사랑의 힘으로 항상 격려해 준 임명경 양에게도 감사의 말과 사랑을 전합니다. 그리고 하늘 나라에서 항상 저를 축복하고 있을 동생에게도 감사의 목소리를 전하며 이 한편의 작은 결실을 어머님과 저의 가족 모두에게 바칩니다.

많은 추억을 뒤로하고 사회에 첫발을 내딛다며

2001년 12월

강 민 구 올림