

工学碩士 學位論文

계수도법을 이용한 2-관성 시스템의
속도제어에 관한 연구



이 論文을 工学碩士學位論文으로 提出함

2003年 2月

釜慶大學校大學院

制御計測工學科

朴成鎭

朴成鎭의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002年 12月 24日

主 審 工學博士

邊 基 植



委 員 工學博士

金 萬 高



委 員 工學博士

李 炯 基



목 차

목 차	I
Abstract	III
제1장 서론	1
제2장 2-관성 시스템의 모델링	2
2.1 2-관성 시스템의 구조	2
2.2 2-관성 시스템의 운동방정식 유도	3
제3장 계수도법	5
3.1 계수도법의 기초	5
3.2 계수도법을 위한 피드백 형태와 용어정리	6
3.3 계수도법의 설계명세	8
3.4 계수도	9
3.5 계수도법에서의 안정도 조건	12
3.6 계수도법의 특성	14
제4장 계수도법을 이용한 제어기 설계	19
제5장 시뮬레이션	23
5.1 CDM제어기를 이용한 2-관성 시스템의 속도제어	23
5.2 시뮬레이션 결과	24
제6장 실험 및 고찰	26
6.1 실험장치의 구성	26
6.2 2-관성 시스템의 실험결과	30

제7장 결론	32
참고 문헌	33
감사의 글	34

A Study on Speed Control of Two-Inertia System Using CDM

Park Sung Jin

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

Abstract

Most mechanical systems with rotary shaft have inertia factor and can be modeled as 2-inertia system. Rotary shaft systems have torsional vibration due to inertia factor and this torsional vibration may result in instability of the whole system or shaft break. To reduce the torsional vibration of 2-inertia system, a good controller design is needed. Various controller design methods have been proposed to restrain the torsional vibration.

In this thesis, a controller design by using CDM is proposed to reduce the torsional vibration. The characteristic polynomial coefficients of CDM are related with the time-response specifications such as stability index, hysteresis characteristic and transient response.

The vibration of 2-inertia system can be reduced by proposed controller and the time responses are simulated. The designed controller is applied for an actual 2-inertia system. Experimental and simulated results are presented to verify the validity of proposed controller.

제1장 서론

회전축을 포함한 기계적 시스템에서, 회전축의 급격한 속도변화는 비틀림 진동을 발생시킨다. 또한 축에 연결된 부하의 관성이 클수록 이러한 비틀림 진동은 더욱 커지며, 전체 시스템의 안정성에 큰 영향을 미친다. 특히 발전용 터빈과 같은 대형의 회전축에서 발생하는 비틀림 진동과 선박의 엔진과 스크류 사이의 긴 회전축으로 인한 비틀림은 공진 현상을 발생시켜 축 계의 손상이나 축 계에 연결되어 있는 커플링의 풀림 등으로 전체 시스템의 불안정을 초래한다. 따라서 회전축의 비틀림 진동은 제어에 의해 억제되어야 하며, 이러한 제어를 위해 많은 제어방법들이 제안되었다[1]~[6].

본 논문에서 사용한 계수도법(Coefficient Diagram Method)[7]은 전달함수로 표현된 플랜트에 대해 특성방정식 계수들의 특정 관계에 근거한 극 배치 방법을 이용하여 관측기 구조의 제어기를 설계하는 방법이다. 특히 계수도법은 특성방정식 계수들의 관계를 안정도, 과도응답특성, 응답속도 등의 시간영역의 설계조건과 연관시켜 정리하였기 때문에 시간영역 설계조건을 만족시키기가 용이한 단일 입출력시스템의 제어기 설계방법이다.

본 논문에서는 비틀림 진동을 제어하기 위해 계수도법에 기초한 제어기를 설계하고, 실제 비틀림 진동 시스템에 적용하여 그 성능을 확인하는 것이 목적이다.

제2장에서는 본 논문의 모델이 되는 2-관성시스템의 모델링 및 구조에 대하여 기술하였고, 본 논문에서 사용된 계수도법의 특징 및 제어기 설계 방법에 관한 내용을 제3장에 나타내었다. 제4장은 계수도법에 의한 2-관성 시스템의 제어기 설계를 나타내었고, 4장에서 설계한 제어기를 이용하여 2-관성 시스템을 시뮬레이션한 결과를 제5장에 나타내었다. 제6장에서는 실제 2-관성시스템의 모델에 적용하여 제어기의 타당성과 유효성을 확인하였고, 마지막으로 제6장에서 결론을 기술하였다.

제2장 2-관성 시스템의 구성

2.1 2-관성 시스템의 구조

산업용 서보 시스템은 몇 개의 관성과 스프링 요소를 가지는 멀티-관성 시스템으로 구성되지만, 대부분의 시스템은 2-관성 시스템으로 근사화가 가능하다.

그림 2.1은 간단한 진동모델을 나타내고 있다. 이 시스템은 구동모터와 회전축을 통해 연결된 하나의 부하로 이루어져 있으며, 비틀림 강성을 가지는 회전축의 강도가 낮거나 길 경우 회전축은 스프링 작용에 의해 비틀림 탄성계수를 가진다. 이러한 2-관성 시스템에서 모터의 급격한 속도변화는 스프링요소의 비틀림 토크에 의해 비틀림 진동을 유발하는 불안정한 시스템이다.

시뮬레이션을 위한 모델은 그림 2.1과 동일하며 파라미터에 대한 설명은 다음과 같다.

J_M	motor inertia	B_M	motor viscous damping
J_L	load inertia	B_L	load viscous damping
ω_M	motor speed	ω_L	load speed
T_M	motor torque	T_L	load torque
T_S	shaft torque	K_S	spring coefficient

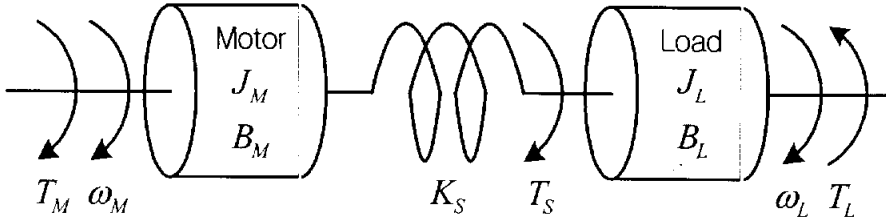


Fig. 2.1 Model of 2-inertia system

2.2 2-관성 시스템의 운동방정식 유도

2-관성 시스템의 운동방정식은 뉴턴의 제 2법칙을 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\frac{d^2\theta_M(t)}{dt^2} = -\frac{B_M}{J_M} \frac{d\theta_M(t)}{dt} - \frac{K}{J_M} [\theta_M(t) - \theta_L(t)] + \frac{1}{J_M} T_M(t) \quad (2.1)$$

$$\frac{d^2\theta_L(t)}{dt^2} = \frac{K}{J_L} [\theta_M(t) - \theta_L(t)] - \frac{B_L}{J_L} \frac{d\theta_L(t)}{dt} \quad (2.2)$$

식 (2.1), (2.2)로부터 다음과 같은 상태방정식과 출력방정식을 나타낸다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{B_M}{J_M} & 0 & -\frac{K_S}{J_M} \\ 0 & -\frac{B_L}{J_L} & \frac{K_S}{J_L} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_M} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_M \quad (2.3)$$

$$y = [0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} \dot{\theta}_M \\ \dot{\theta}_L \\ \theta_M - \theta_L \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

여기서 상태변수 $x = [\dot{\theta}_M \quad \dot{\theta}_L \quad \theta_M - \theta_L]^T$ 이다.

그림 2.2는 2-관성 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸다.

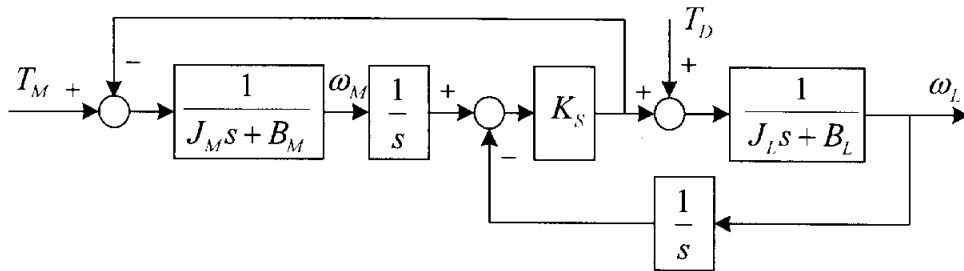


Fig. 2.2 Block diagram of 2-inertia system

제3장 계수도법

3.1 계수도법의 기초

플랜트와 설계명세가 주어졌을 때, 선형계의 고전적인 제어기의 설계 방법은 outward방식과 inward방식의 2가지로 분류할 수 있다. outward방식은 먼저 제어기와 피드백 구조를 결정한 다음 전체 시스템이 설계 명세를 만족하도록 제어기 계수를 설계하는 것이다. 즉, 내부의 제어기로부터 출발하여 전체 시스템의 전달함수로 옮겨가는 접근방식이며 근궤적법이나 주파수 영역 루프형상기법이 이 범주에 속한다. Inward방식은 먼저 설계명세를 만족하는 전체 전달함수를 찾은 뒤에 여기에 맞추어 내부의 제어기와 피드백 구조를 설계하는 것이다. ITAE, LQR, CDM, pole & zero placement 등이 이 방식에 속하며, 이득/위상여유와 같은 개루프 특성 설계명세를 만족시키는데는 적절치 않다. 일반적으로 후자의 방법이 전자 보다 시행착오의 반복회수를 줄일 수 있다. CDM 설계 과정은 3가지 기본요소로 구성된다. 먼저, 설계명세를 CDM 설계명세로 변형하는 것이다. 성능명세를 안정도지수 γ_i 와 등가 시정수 τ 로 표현하게 된다. 다음은 극배치 과정으로 표현하게 된다. 다음은 극배치 과정으로 γ_i 와 τ 만으로 원하는 폐루프 특성 다항식의 계수를 계산한다. 제어기의 차수가 적절하게 선택되면 Diophantine 식의 해가 유일하게 주어지므로 제어기 파라미터를 쉽게 결정할 수 있다. 그러나 보다 저차의 제어기를 원하는 경우에도 대수적 방법으로 해를 구할 수 있다. 전체 전달함수의 영점은 피드포워드 보상기를 이용하여 설계하게 된다. 피드백 루프내의 보상기로는 영점을 움직일 수 없기 때문이다. 마지막으로 폐루프 안정도는 설계 파라미터인 γ_i 와 안정도한계지수(Stability limit) γ_i^* 를 Lipatov의 안정도 충분조건을 만족시키도록 고려함으로서 보장된다. 이상의 설계과정은 앞에서 언급한 계수도(Coefficient Diagram)에 모두 표현할 수 있으며 기하학적으로 Shaping 할 수 있기 때문에 임의 차수 제어기 설계에 매우 유리하다.

3.2 계수도법을 위한 피드백 형태와 용어정리

계수도법을 위한 피드백 형태의 표준형은 그림 3.1과 같다.

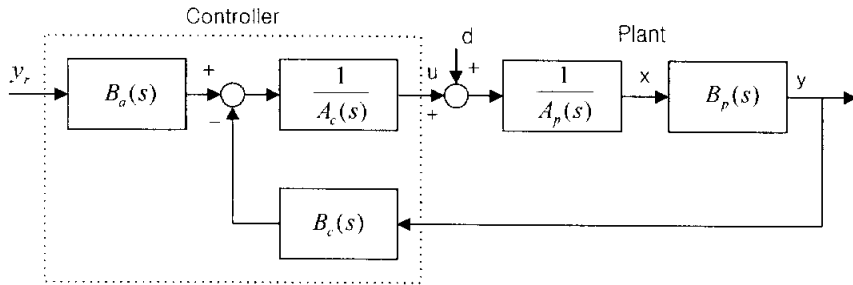


Fig. 3.1 Standard block diagram for CDM

y_r : 기준입력 A_p : 플랜트의 분모 B_p : 플랜트의 분자
 y : 출력 A_c : 제어기의 분모 B_c : 제어기의 분자
 u : 제어기 출력 B_a : 전향보상기

폐루프 시스템은

$$P(s)y = B_a(s)B_p(s)y_r \quad (3.1)$$

$$u = \frac{B_a(s)}{A_c(s)} r - \frac{B_c(s)}{A_c(s)} y \quad (3.2)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\
 &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0
 \end{aligned} \quad (3.3)$$

그림 3.1의 제어기는 관측기 구조이나, $B_a(s) = B_c(s)$ 로 설계하면 종속 보상기 구조로 됨을 알 수 있다. 이제, 특성다항식인 식 (3.3)으로부터 다음을 정의한다.

$$\text{안정도 지수} \quad \gamma_i := \frac{a_i^2}{(a_{i-1}a_{i+1})}, \quad i=1, \dots, (n-1) \quad (3.4)$$

$$\text{등가시정수} \quad \tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (3.5)$$

$$\text{안정도 한계지수} \quad \gamma_i^* := \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}, \quad \gamma_n = \gamma_0 = \infty \quad (3.6)$$

이 정의를 a_i 에 대해 다시 쓰면

$$a_i = \frac{a_0 \tau^i}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \dots \gamma_2^{i-2} \gamma_1^{i-1}} \quad (3.7)$$

3.3 계수도법의 설계 명세(specification)

계수도법은 근본적으로 시간 영역의 설계 명세인 오버슈트와 정착시간(settling time) t_s 를 고려하기 위한 방식이다. 계수도법 설계에 적용되는 설계 명세는 다음과 같다.

(i) 등가 시정수 τ ($t_s = (2.5 \sim 3) \tau$)

(ii) 안정도 지수 γ_i

(i)과 (ii)는 식(7)에 의해 원하는 특성방정식 계수를 규정하게 되며, (ii)의 γ_i 값은 소위 CDM표준형 또는 Manabe표준형이라 하며 식(3.8)의 값에 의해 ITAE등 다른 전달함수 방법보다 훨씬 개선된 제어성능을 준다. 그러나 같은 제어성능을 만족하는 γ_i 값은 항상 존재하기 때문에 절대적인 것은 아니다.

$$\gamma_i = [\gamma_n \dots \gamma_3 \gamma_2 \gamma_1] = [2 \dots 2 \ 2 \ 2.5] \quad (3.8)$$

3.4 계수도 (Coefficient Diagram)

계수도법의 가장 주목할 만한 특징은 계수도와 γ_i 의 Manabe 표준형에 있다. 예를 통해 계수도의 특성을 설명하기로 한다. 다음 특성방정식을 고려하기로 하자.

$$P(s) = 0.25s^4 + s^3 + 2s^2 + 2s + 0.2 \quad (3.9)$$

그러면, (3.4)~(3.7)로부터 다음 식이 정해진다.

$$a_i = [0.25 \quad 1 \quad 2 \quad 2 \quad 1 \quad 0.2] \quad (3.10)$$

$$\gamma_i = [\gamma_5 \quad \gamma_4 \quad \gamma_3 \quad \gamma_2 \quad \gamma_1] = [2 \quad 2 \quad 2 \quad 2 \quad 2.5] \quad (3.11)$$

$$\tau = a_1/a_0 = 5 \quad (3.12)$$

$$\gamma_i^* = [\gamma_4^* \quad \gamma_3^* \quad \gamma_2^* \quad \gamma_1^*] = [0.5 \quad 1 \quad 0.9 \quad 0.5] \quad (3.13)$$

이것을 모두 하나의 계수도에 나타낼 수 있으며 그림 3.2와 같다.

안정도지수 γ_i 는 그림 3.3과 같이 도식적으로 구할 수도 있다. 그림 3.4에서 계수도의 곡선 모양이 위로 볼록할수록 페루프 시스템은 보다 안정화되며 이는 γ_i 가 큰 값을 의미한다. 그림 3.5에서는 동가 시정수 τ 의 크기가 크면 느린 응답을 갖는 경우로 대응하는 a_i 의 곡선모양을 보여주고 있다. 이러한 특성을 근거로 a_i shaping을 할 수 있다.

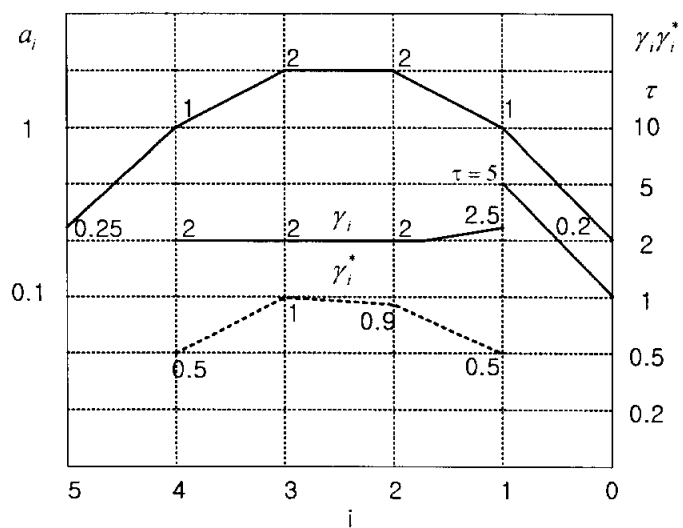


Fig. 3.2 Coefficient Diagram

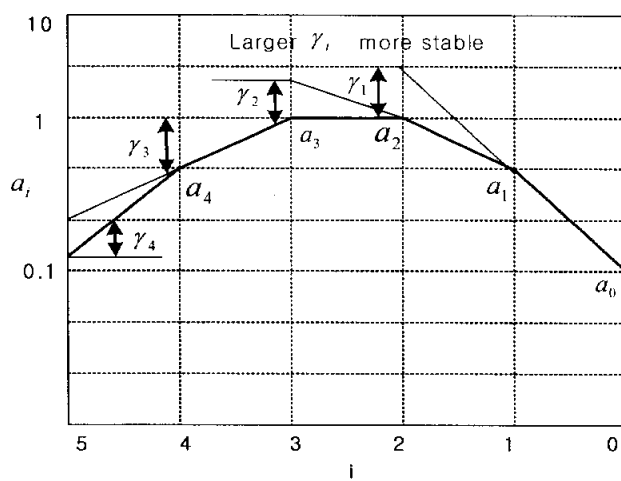


Fig. 3.3 Stability indices(γ_i)

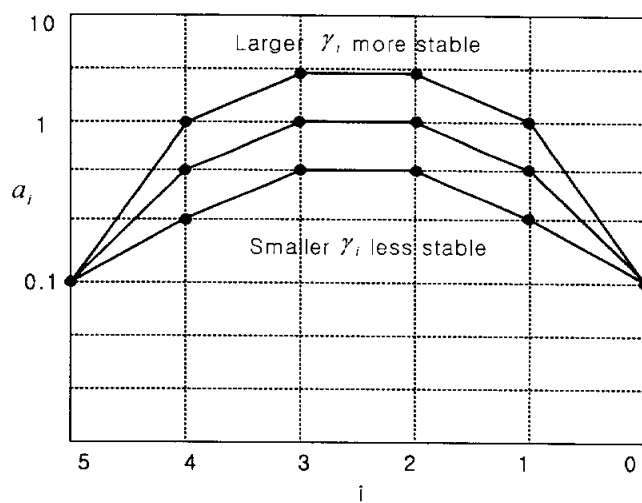


Fig. 3.4 Effect of γ_i

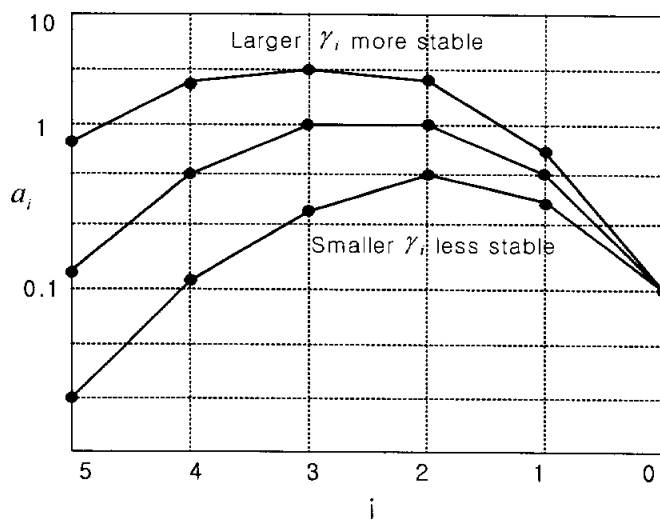


Fig. 3.5 Effect of time constant(τ)

3.5 계수도법에서의 안정도 조건

Routh-Hurwitz 판별식은 특성다항식의 안정도에 대한 필요충분조건을 주지만 제어기를 설계하는데는 적절하지 않다. 계수도법에서는 Lipatov가 제시한 다음의 충분조건을 이용한다.

$$\text{안정도 조건 : } a_i > 1.1237 \left[\frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} a_{i+2} + \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} a_{i-2} \right] \quad (3.14)$$

$$\gamma_i > 1.1237 \gamma_i^*, \quad i=2,3,\dots,(n-2) \quad (3.15)$$

$$\text{불안정 조건} \quad a_{i+1}a_i \leq a_{i+2}a_i \quad (3.16)$$

$$\gamma_{i+1}\gamma_i \leq 1 \quad \text{for some } i=1,2,\dots,(n-2) \quad (3.17)$$

P(s)가 4차일 때 그림 3.6은 식(3.14)~식(3.17)이 만족됨을 보여준다.

$$\text{즉, } a_2 > 1.12[A+B], \quad \gamma_2 > 1.12 \gamma_2^*$$

이와 같이 계수도는 a_i shaping 뿐만 아니라 플랜트 계수의 불확실성에 대한 강인성을 고려하는 데에도 매우 유용함을 알 수 있다.

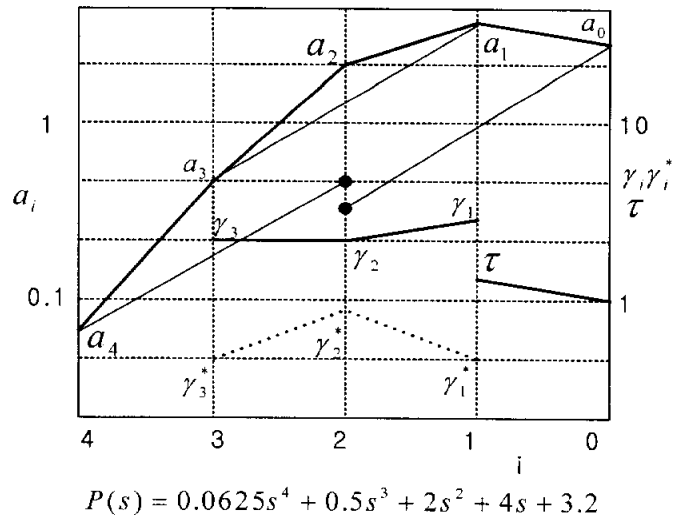


Fig. 3.6 Coefficient diagram of 4th order of polynomial

3.6 계수도법의 특성

이 절에서는 Manabe 표준형과 함께 계수도법의 설계가 갖는 주요 특성에 대해 기술하고자한다. 식(3.8)에서와 같이 마나베 표준형은 $\gamma_i = [\gamma_n \dots \gamma_3 \gamma_2 \gamma_1] = [2 \dots 2 \ 2 \ 2.5]$ 이다. 다음 페루프 전달함수를 고려하자.

$$\text{Type 1 :} \quad T_1(s) = \frac{a_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.18)$$

$$\text{Type 2 :} \quad T_2(s) = \frac{a_1 s + a_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.19)$$

식(3.18), (3.19)에서 $n=3, 4, 5$ 일 때 $a_0=0.4$, $\tau=2.5$, γ_i 는 Manabe 표준형으로 고려하고 스텝응답을 나타내면 각각 그림 3.7, 3.8과 같다.

Type1 시스템에 대해서는 차수에 무관하게 오버슈트를 발생치 않으며, ITAE, Bessel, ISE응답과 비교해 보면 이들은 모두 n 이 고차가 될수록 느린 응답특성을 갖는 반면 계수도법의 결과는 차수에 무관하게 거의 유사한 응답특성을 보이고 있다. 또한 정착시간 $t_s = (2.5-3)\tau$ 로 주어지기 때문에 τ 를 조정함으로써 원하는 정착시간을 갖도록 설계하기가 용이하다. Type2에서는 40%까지 오버슈트를 갖는데 이는 스텝응답의 오차 누적분을 영으로 만들어야 하기 때문에 오버슈트는 불가피하게 발생하게 된다.

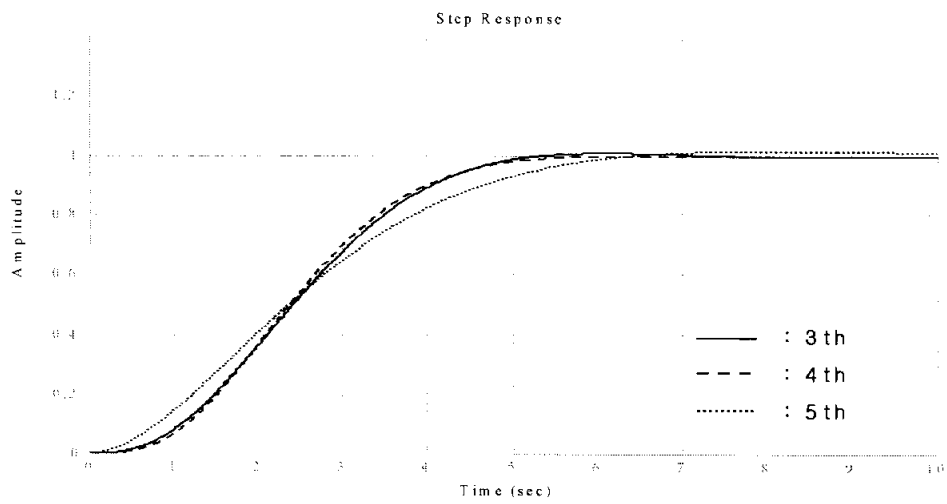


Fig. 3.7 Step response of Type1

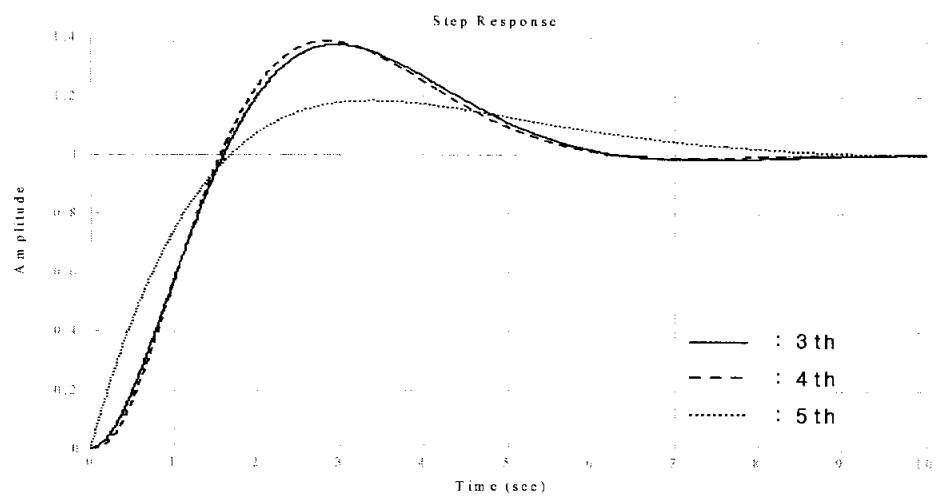


Fig. 3.8 Step response of Type2

마나베 표준형은 페루프 특성근의 위치를 특이한 형태로 놓이게 한다. 그림 3.9는 이것을 보인 것으로 공액복소근은 음의 실수축을 기준으로 50° 이내에 놓이게 하며, 허수축과 가장 가까이 놓이는 극의 위치는 $1/\tau$ 에 비례함을 보여주고 있다.

Inward 방식으로써 전달함수법에 의한 제어기 설계에 적용되는 여러 가지 표준형에 대한 안정도지수 γ_i 를 표 3.1에 비교하였다.

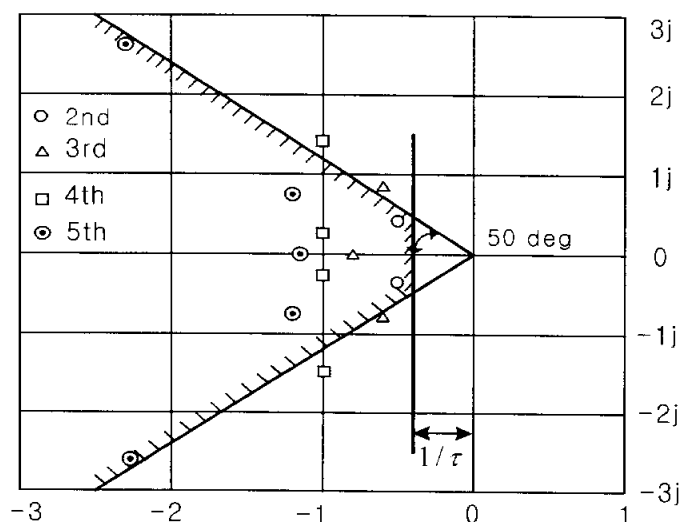


Fig. 3.9 Pole location of Manabe form

Table 3.1 Comparison of stability index

standard forms	stability index				standard forms	stability index			
	γ_4	γ_3	γ_2	γ_1		γ_4	γ_3	γ_{v2}	γ_1
Binomial				4	ITAE				2
			3	3				1.424	2.641
		2.667	2.25	2.667			1.297	2.039	2.144
	2.5	2	2	2.5		1.568	1.624	1.779	2.102
Butterworth				2	Kessler				2
			2	2				2	2
		2	1.707	2			2	2	2
	2	1.618	1.618	2		2	2	2	2
Bessel				3	CDM				2.5
			2.4	2.5				2	2.5
		2.222	1.929	2.333			2	2	2.5
	2.143	1.75	1.778	2.25		2	2	2	2.5

이제 Manabe 표준형의 주파수 응답특성을 설명하고자 한다. 앞에서 언급한 바와 같이 계수도법은 inward 방식이고 시간영역 설계 명세를 만족시키기에 적합한 방식이기 때문에, 주파수 영역 설계시 주어지는 이득/위상 여유 조건을 만족시키기는 적절하지 않을 수 있다. 왜냐하면 같은 특성다항식을 주더라도 루프전달함수는 완전히 다를 수 있고, 이로 인하여 극의 위치는 충분히 안정한 위치에 있더라도 안정도 여유는 아주 나쁠 수도 있기 때문이다. 그러나 계수도법이 주파수 영역 안정도 여유를 고려할 수 없는 것은 아니다. 계수도법의 보드선도 작도는 극/영점에 의존하는 기존의 방식과는 다소 다르다. 계수도법에서는 절점 주파수(break point)를 식 (3.20)과 같이 정의한다.

$$\omega_i = \frac{a_i}{a_{i+1}} \quad (3.20)$$

이러한 절점을 이용하여 보드선도 근사곡선을 구성하면 보다 근사치를 준다. 그림 3.10은 Manabe 표준형의 Type1, Type2에 대한 보드선도 이다. 제어가 설계시 이득교차주파수 근처에서의 주파수 응답 크기의 기울기가 -20[dB/dec]이고 매 절점(break point)에서의 slope변화율도 20[dB/dec]를 초

과하지 않는 것이 좋다고 알려져 있다. 또한 진폭응답이 저주파 영역에서 고주파영역으로 부드럽게 연결하는 것도 제어성능에 긍정적인 영향을 주는 것으로 알려져 있다. 주목할 만한 것은 계수도법이 이러한 보드선도 요구조건을 적절히 만족시키고 있다는 것이다.

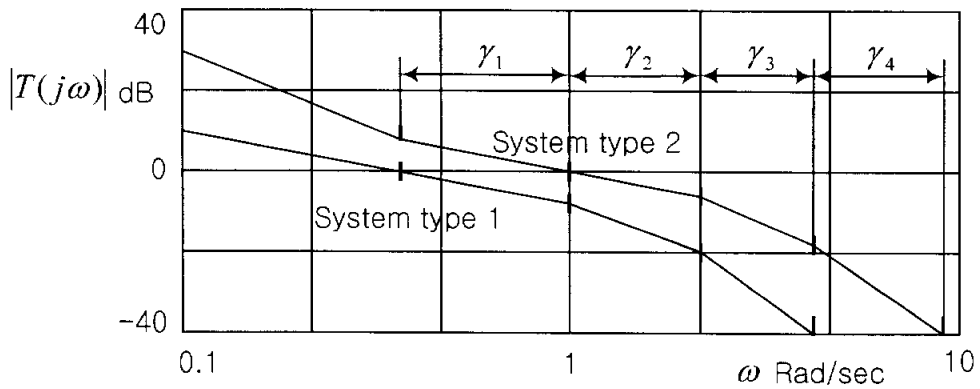


Fig. 3.10 Bode plots of Type 1 and Type 2 model

제4장 계수도법을 이용한 제어기 설계

2-관성 시스템의 속도 제어기 설계를 위해 그림 4.1과 같은 계수도법의 표준형으로 설계하며, 제어기 설계를 위한 2-관성 시스템의 파라미터는 표 4.1에 제시되어 있다.

2-관성 시스템의 전달함수는 식 (4.1)에 나타난다.

$$G(s) = \frac{K_T K_F}{J_M J_L s^3 + (J_M B_L + B_M J_L) s^2 + (J_M K_F + B_M B_L + K_F K_L) s + (K_F B_L + B_M K_F)}$$

$$= \frac{2}{1.205 \times 10^{-6} s^3 + 1.46 \times 10^{-6} s^2 + 0.004636 s + 0.00252} \quad (4.1)$$

Table 4.1 Simulation parameters

Parameter	Value	Unit
J_M	7.879×10^{-4}	kgm^2
J_L	1.53×10^{-3}	kgm^2
B_M	6.3×10^{-4}	Nms
B_L	6.3×10^{-4}	Nms
K_T	1.00	Nm/A
K_S	2	Nm/rad

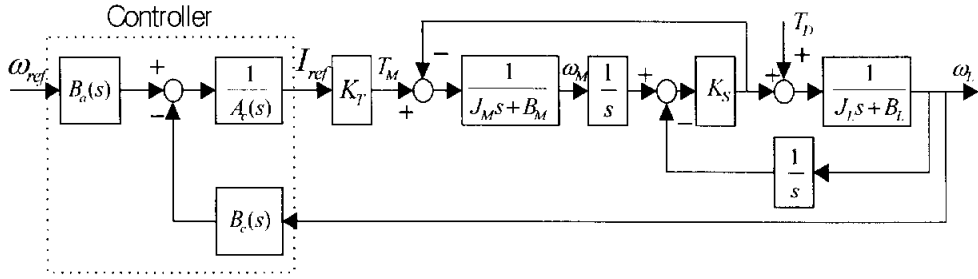


Fig. 4.1 CDM control of 2-inertia system

그림 4.1의 각 계수를 나타내면 식 (4.2)~(4.5)와 같다.

$$\begin{aligned}
 A_p(s) &= d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0 \\
 &= 1.205 \times 10^{-6} s^3 + 1.46 \times 10^{-6} s^2 + 0.004636 s + 0.00252 \quad (4.2)
 \end{aligned}$$

$$B_p(s) = n_0 = 2 \quad (4.3)$$

$$A_c(s) = l_1 s + l_0 \quad (4.4)$$

$$B_c(s) = k_1 s + k_0 \quad (4.5)$$

계수도법의 특성상 특성방정식의 차수와 무관한 응답특성을 나타내기 때문에 식 (4.4), (4.5)와 같이 제어기 차수를 1/1차로 설정하였으며, 등가시정수 $\tau = 0.7$ ($t_s \leq 2$ sec)로 정하고, 안정도지수 γ_i 는 식 (4.6)과 같은 Manabe 표준형을 사용한다.

$$\gamma_i = [\gamma_3 \ \gamma_2 \ \gamma_1] = [2 \ 2 \ 2.5] \quad (4.6)$$

식 (3.3), (3.7)을 사용하여 페루프 특성방정식의 각 계수들을 구하면 식 (4.7)과 같다.

$$a_4 = \frac{a_0 \tau^4}{125} = 1.205 \times 10^{-6} l_1 \quad (4.7)$$

$$a_3 = \frac{a_0 \tau^3}{12.5} = 1.46 \times 10^{-6} l_1 + 1.205 \times 10^{-6} l_0$$

$$a_2 = \frac{a_0 \tau^2}{2.5} = 0.0046365 l_1 + 1.46 \times 10^{-6} l_0$$

$$a_1 = a_0 \tau = 0.00252 l_1 + 0.0046365 l_0 + 2k_1$$

$$a_0 = 0.00252 l_0 + 2k_0$$

여기서, 플랜트 분모의 최고차 항의 계수와 특성방정식의 같은 차수항의 계수를 동일하게($d_3 = a_3$) 설정하면[8], 식 (4.8)과 같은 페루프 특성 다항식을 얻을 수 있다.

$$P = \begin{bmatrix} 0.000843 \\ 0.012054 \\ 0.086106 \\ 0.307522 \\ 0.439317 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

제어기 계수를 구하기 위해 식 (4.9), (4.10)과 같이 나타내고, 미지수 행렬 X를 식 (4.11)에 의해 구할 수 있다.

$$S \times X = P \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} d_3 & 0 & 0 & 0 \\ d_2 & d_3 & 0 & 0 \\ d_1 & d_2 & 0 & 0 \\ d_0 & d_1 & n_0 & 0 \\ 0 & d_0 & 0 & n_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_1 \\ l_0 \\ k_1 \\ k_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_4 \\ a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$X = (S^T S)^{-1} S^T P \quad (4.11)$$

이렇게 구한 제어기 계수는 식 (4.12), (4.13)과 같다.

$$A_c(s) = 0.001543s + 0.9981 \quad (4.12)$$

$$B_c(s) = -0.0023s - 0.001296 \quad (4.13)$$

전향 보상기 B_a 는 전체 시스템의 이득이 1이 되도록 식 (4.14)와 같이 설계한다.

$$B_a = 2.196 \times 10^{-5} \quad (4.14)$$

제5장 시뮬레이션 및 결과

이 장에서는 2-관성 시스템의 속도제어 및 비틀림 진동억제를 시뮬레이션을 통해서 입증한다.

5.1 CDM제어기를 이용한 2-관성 시스템의 속도제어

시뮬레이션은 Matlab의 Simulink를 이용하여 구성된 그림 5.1과 같은 모델을 사용하여 실험하였다. 그림 5.1은 4장에서 설계한 CDM제어기를 포함한 2-관성 시스템의 시뮬레이션용 모델이다.

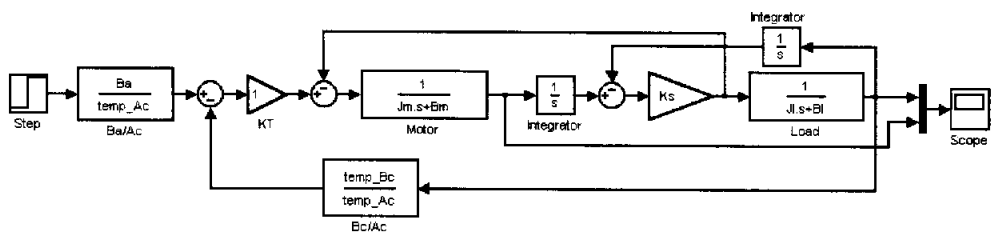


Fig. 5.1 Block diagram of 2-inertia system

5.2 시뮬레이션 결과

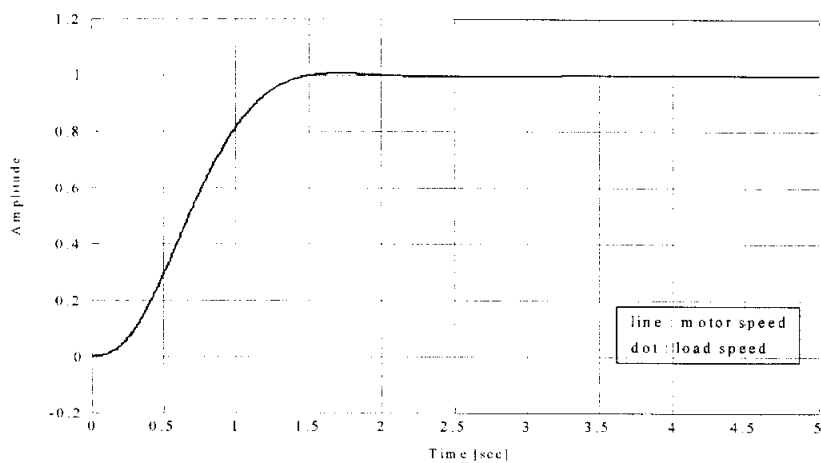


Fig. 5.2 Simulation result of 2-inertia system by CDM control

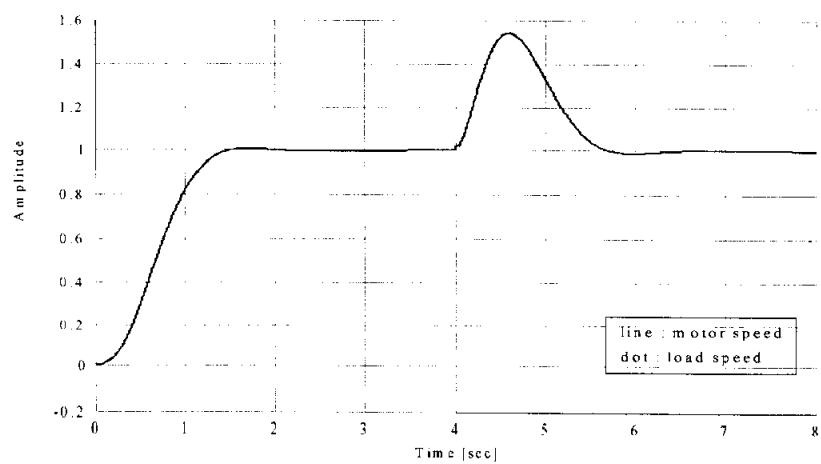


Fig. 5.3 Simulation result of 2-inertia system with torque disturbance

그림 5.2는 단위 계단 입력을 인가하였을 경우 모터속도와 부하속도의 출력응답을 나타낸다.

CDM제어기의 특징인 오버슈트가 없으며, 설계조건인 정착시간이 2초 이내로 수렴함을 알 수 있다. 또한 모터속도의 갑작스런 변화에도 모터속도와 부하속도가 동일하여 비틀림 진동을 억제함을 알 수 있다.

그림 5.3은 동일한 시스템에 토크 외란을 인가했을 때의 시뮬레이션 결과이며, 제어기는 토크 외란을 억제하여 정상상태로 안정됨을 나타낸다.

제6장 실험 및 고찰

6.1 실험장치의 구성

본 논문을 위해서 직접 제작한 2-관성 시스템의 구성장치는 그림 6.1과 같다. 그림 6.1에서 실험장치는 IBM PC, DC모터, 로터리 엔코더, 비틀림 스프링, Power Amp, DSP 보드, F/V 컨버터로 구성된다.

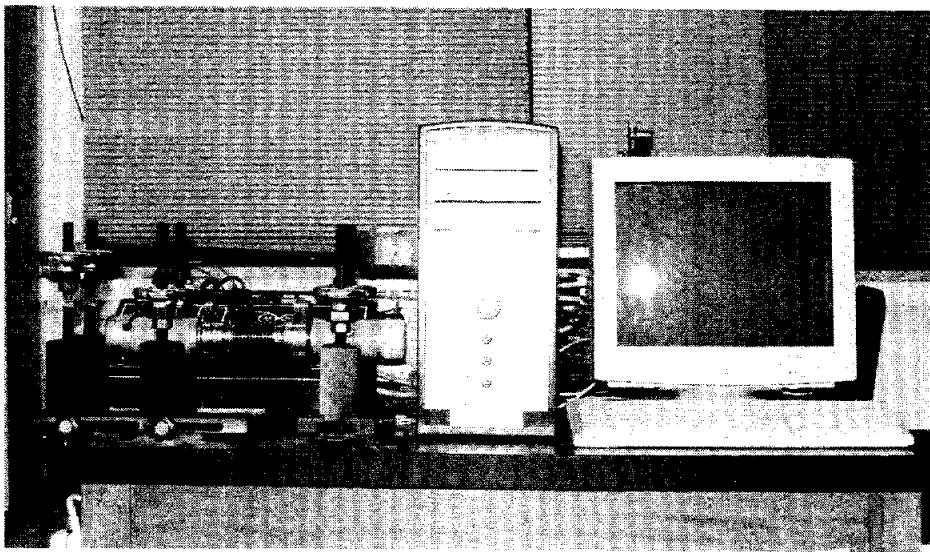


Fig. 6.1 Experiment equipment of 2-inertia system.

제어 대상에 사용된 모델은 그림 6.2와 같다. 그림에서 두 개의 동일한 DC 모터는 크기가 서로 다른 원판과 결합되어 있으며 서로 동일한 중심 축 상에 고정된다. 그리고 비틀림 스프링의 양 끝단은 각각의 원판에 고정되어 있다. 왼쪽의 DC 모터는 회전축을 구동하기 위해 사용되고, 오른쪽의 DC 모터는 원판을 지지하기 위한 용도로만 사용되며, 각각의 모터에는 로터리 엔코더가 부착되어 있다.

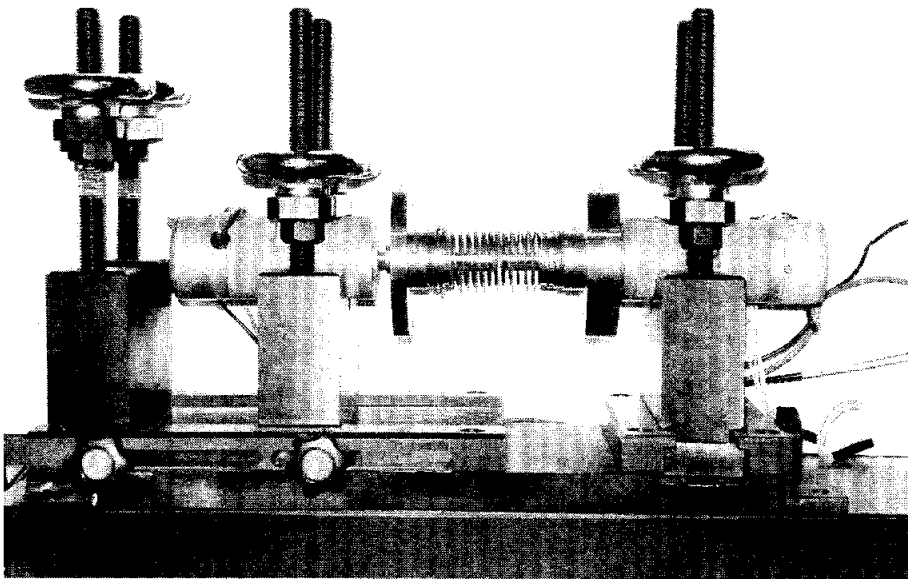


Fig. 6.2 Model of 2-inertia system

제어기로 사용된 DSP 보드는 고속데이터 연산을 위한 DSP processor와 A/D, D/A 컨버터를 내장하고 있다. PC에서의 SIMTool로 작성한 프로그램을 DSP 보드로 이식하거나, DSP 보드에서 PC로 출력신호를 보내기 위해 PCI 버스를 통해 데이터 교환이 이루어진다.

Power Amp는 아날로그 입력신호를 PWM파형으로 전력증폭하여 DC 모터를 구동시키며, F/V 컨버터는 엔코더의 출력신호인 펄스폭을 입력받아 0~10V의 아날로그 전압으로 출력한다.

표 6.1은 실험장치의 사양을 나타낸다.

Table. 6.1 Specification of experiment equipment

Equipment	Model	Specification
DSP Board	RG-DSPIO	CPU : TMS320C32 ROM : 128KB RAM : 256KB PC Interface : PCI 2.1 A/D Resolution : 16bit A/D Input Range : -10~10[V] D/A Resolution : 16bit D/A Output Rang : -10~10[V]
Power Amp	TMK-DSS01	Maximum Current : 2[A] Input Range : -10~10[V] PWM Frequency : 750[μ sec] PWM Voltage(p-p) : -15~15[V]
DC Motor	DCM-05A 02E432	Volts : 30[V]
Encoder		Resolution : 200 [Pulse]
F/V Converter		Input Frequency(Max) : 70[μ sec] Output Voltage : 0~10[V]

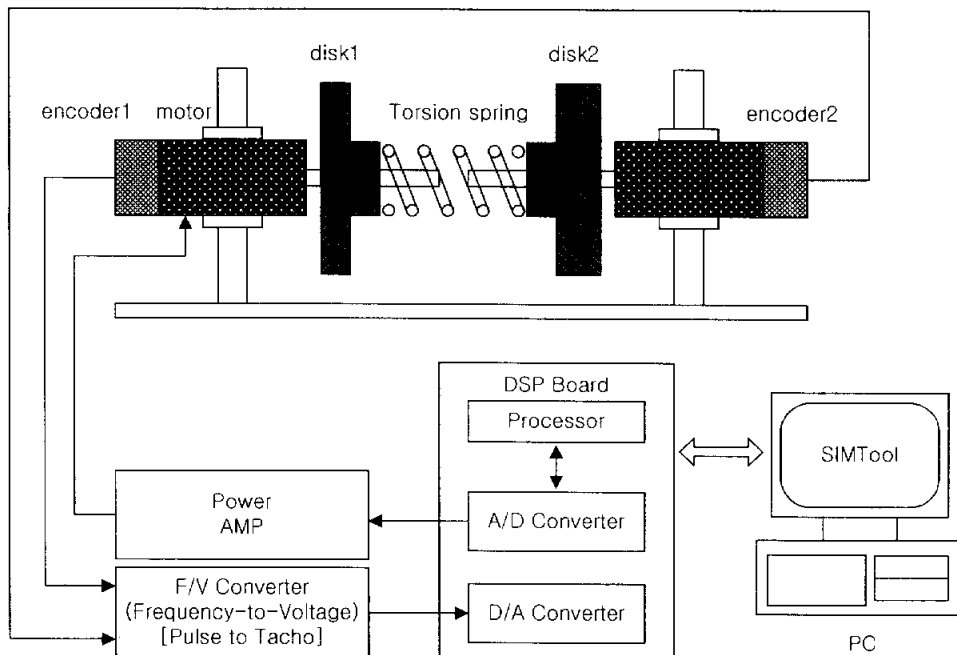


Fig. 6.3 Experiment chart of 2-inertia system

2-관성 시스템의 실험장치의 구성도는 그림 6.3과 같다.

실험장치의 동작원리는 DC 모터에 부착된 엔코더의 출력신호는 F/V 컨버터회로에 의해 아날로그 전압신호로 바뀌어 DSP 보드의 A/D 컨버터로 입력되고, DSP processor는 입력된 신호로 모터와 부하의 회전속도를 계산한다. 계산된 부하의 회전속도는 설정된 입력속도와 비교되어 제어기로 입력되며 제어기의 출력값 즉 조작량은 D/A 컨버터를 통하여 Power Amp에 입력되어 DC모터를 구동하도록 되어 있다.

6.2 2-관성 시스템의 실험결과

본 논문에서 설계한 CDM제어기를 2-관성 시스템에 적용하여 모터와 부하의 속도응답을 비교하는 실험을 하였다. 실험에 사용한 샘플링 시간은 5[ms]로 설정하였고, 정지한 상태에서 정상상태까지의 각속도는 1500[rpm]을 목표로 설정하였다. 그림 6.4는 PD제어기를 사용한 2-관성 시스템의 출력응답이고, 그림 6.5는 CDM제어기를 사용한 출력응답을 나타낸다.

PD제어기의 경우 비틀림 진동을 억제하지 못하고 시간이 지남에 따라 발산하는 결과를 나타냈으며, CDM제어기는 기동시에 모터와 부하간의 비틀림이 있지만 목표속도에 근접하면서 비틀림 진동이 억제 가능함을 확인할 수 있었다.

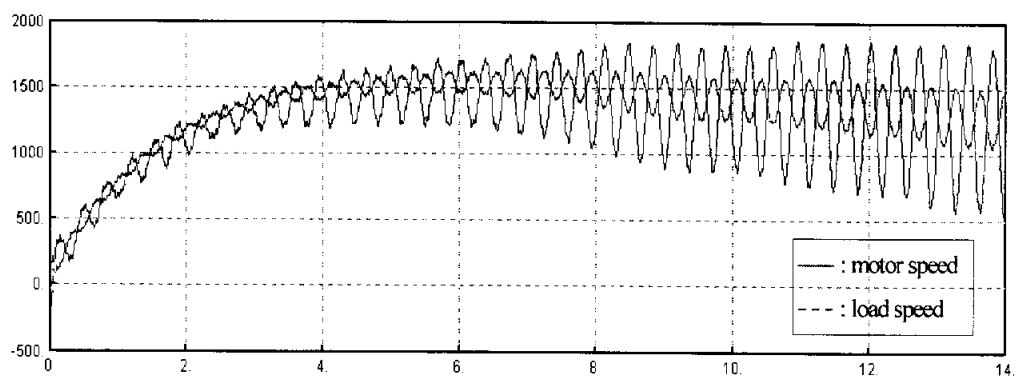


Fig. 6.4 Speed response of 2-inertia system by PD control

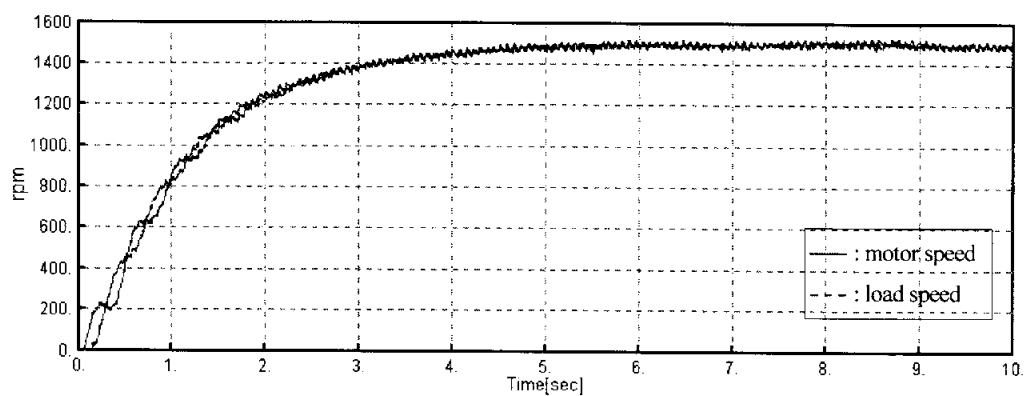


Fig. 6.5 Speed response of 2-inertia system by CDM control

제7장 결 론

2-관성 시스템에서 회전축의 급격한 속도가변은 두 물체의 관성과 축에 포함된 스프링 요소에 의해 비틀림 진동을 발생하며, 이러한 비틀림 진동은 전체 시스템의 불안정을 초래하기 때문에 이러한 시스템과 같은 진동을 발생하는 시스템에서는 진동억제를 위한 제어기 설계가 필요로 한다.

본 논문은 비틀림 진동을 가지는 2-관성 시스템의 속도제어를 위해 계수도법을 이용하여 속도제어기를 설계하였다.

계수도법의 표준 설계방법으로 설계된 2-관성 시스템의 속도제어기는 계수도법의 특징중 하나인 오버슈트가 없으며, 등가시정수 τ 를 이용하여 설계하였기 때문에 원하는 시간에 정상상태에 도달할 수 있는 장점을 보였다. 또한 모터와 부하간의 속도차로 인한 회전축의 비틀림 진동을 억제하여 전체 시스템의 안정성을 동시에 확보할 수 있었다.

향후과제는 정확한 모델링을 위해 파라미터의 정밀한 측정이 요구된다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Hori, H. Sawada, Y. Chun, "Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System", IEEE Trans.on IE, Vol.46, pp162~168, 1999.
- [2] Y. Wu, K. Fujikawa, H. Kobayashi, "A Torque Control Method of Two-Mass Resonant System with PID-P Controller", IEEE 4th AMC Workshop, pp.240~245, 1998.
- [3] M. Odai, Y. Hori, "Speed Control of 2-Inertia System with Gear Backlash using Gear Torque Compensator", IEEE 4th AMC Workshop, pp.234~239, 1998.
- [4] H. Kawaharada, I. Godler, T. Ninomiya, H. Honda, "Vibration Suppression Control in 2-inertia System by Using Estimated Torsion Torque", IEEE (IECON '2000), vol.3, pp.2219~2224, 2000.
- [5] Doo-Jin Shin, Uk-Youl Huh, "Robust Motion Controller Design for Servo System with 2 Mass Characteristics", IEEE 6th AMC Workshop, pp.423~426, 2000
- [6] K. Yuki, T. Murakami, K. Ohnishi, "Vibration Control of 2 Mass Resonant System by Resonance Ratio Control", IEEE (IECON '93), vol.3, pp.2009~2014, 1993.
- [7] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method", Proc. of 4th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, pp.199~220, 1998.
- [8] 고종문, "고차 플랜트에 대한 고정 차수 제어기의 설계에 관한 연구", 순천향대학교대학원 전기전자공학과 석사학위논문, 1999

감사의 글

본 논문이 완성되기까지 부족한 저에게 학문에 임하는 자세를 가르쳐 주시고, 아낌없는 지도와 격려로 보살펴 주신 이형기 지도교수님께 진심으로 감사 드립니다.

바쁘신 와중에서도 본 논문의 심사를 맡으시면서 부족한 점을 지적해 주시고 가르침을 주신 변기식 교수님, 김만고 교수님께 감사 드리며, 석사과정을 마치기까지 여러 가지로 부족한 제자를 진심 어린 충고와 격려로 지켜봐 주신 최연욱 교수님, 김남호 교수님, 황용연 교수님, 안영주 교수님, 신춘식 선생님께도 감사의 말씀을 드립니다.

아울러 짧지 않은 시간동안 함께 하면서 따뜻한 격려를 아끼지 않았던 정상철 선배, 신봉철 선배, 김관형 선배, 배상범 선배, 강부경 선배, 강민구 선배, 김남수 선배에게 감사 드리고, 2년 동안 동고동락하면서 친구처럼 힘이 되어준 한학식과 시스템제어연구실의 임상진, 박기원, 정성대, 정광덕, 김동원, 김상호, 박종철, 탁종현 후배에게 고마움을 전합니다. 그리고 제가 졸업하기까지 많은 도움을 준 이상준 조교 선생님에게도 고마움을 전합니다.

항상 힘들 때 용기와 힘을 실어주며 친구라는 따뜻한 단어를 느끼게 해주는 김성환, 김청만, 성인환, 엄태호, 최종호와 항상 관심을 가져준 대학 동기들 그리고 저를 기억해 주시는 여러분들의 도움에 감사의 뜻을 전합니다.

오늘이 있기까지 헌신적인 사랑과 믿음으로 보살펴 주신 부모님께 이 논문을 바치며, 멀리서 항상 동생을 걱정해 주시고 힘이 되어주신 형님내외분께 감사를 드립니다.

지금까지 부족한 저에게 크고 작은 관심을 가져준 모든 분들께 기대에 어긋나지 않는 사람이 되도록 더욱더 노력할 것을 다짐합니다.

2002년 12월

박 성 진 올림