

## $H_\infty$ 제어기법에 의한 커플링구조의 위치동기제어에 관한 연구

변 정 환\*

(2002년 1월 28일 접수, 2002년 7월 29일 심사완료)

### A Study on the Position-Synchronous Control of Coupling Structure by $H_\infty$ Approach

Jung-Hoan Byun

**Key Words:** Coupling Structure(커플링구조), Position Synchronization(위치동기), Robust Stability(강인한 안정성), Synchronous Controller(동기제어기),  $H_\infty$  Controller( $H_\infty$  제어기)

#### Abstract

In this study, a synchronous controller algorithm being applicable to two-axis position synchronization is developed. Based on coupling structure, the synchronous control system is composed of speed and synchronous controllers. The speed controller is designed to follow a speed reference. In addition, the synchronous controller is designed from the viewpoint of accurate synchronization and robust stability in  $H_\infty$  synthesis. Finally, the effectiveness of the presented controller is demonstrated through extensive experiments.

#### 1. 서 론

다축구동시스템에서 구동축 간의 속도, 위치동기는 제품의 정도 및 작업효율에 중대한 영향을 미친다.<sup>(1~6)</sup> 예를 들면 갠트리로봇시스템(gantry robot system)은 주행 경로인 종방향의 레일(rail)과 로봇이 탑재된 횡방향의 긴 거드(long girder)로 구성된다. 이때 로봇은 거드의 양단에 설치된 복수모터의 구동에 의해 이송되므로 모터간의 이동거리가 다를 경우에는 로봇의 안정된 이송이 곤란하게 된다.<sup>(4)</sup>

이와 같은 구동축 간에 발생하는 동기오차를 제거하기 위해 동기제어계의 구조에 관한 다양한 연구가 발표되었다.<sup>(1~6)</sup> 동기제어계의 구조는 동

기제어기가 한 축에만 영향을 가하여 동기오차를 제거하는 고정구조(fixing structure)와 동기제어기가 두축에 동시에 영향을 가하여 동기오차를 제거하는 커플링구조(coupling structure) 등으로 분류할 수 있다. 고정구조는 다축으로의 확장성 측면에서 커플링구조보다 유리하지만, 동기오차를 제거하는 과정에서 속도변동이 증가하는 문제점<sup>(1~3)</sup>이 있다. 이에 반해 커플링구조는 동기오차가 발생되면 동기제어기가 두축의 속도를 동시에 조절하므로 속도변동에 대한 고정구조의 문제점을 보완할 수 있다. 그러나 커플링구조를 이용한 기존의 연구에서 동기제어계의 안정성은 고정이득의 동기제어기에 의존하는 문제점<sup>(3~6)</sup>을 갖고 있다. 따라서 동기제어계의 강인한 안정성(robust stability)을 확보할 수 있는 동기제어기에 관한 연구가 요구된다.

본 연구에서는 커플링구조와  $H_\infty$  제어기법을 이용하여 연속적으로 회전하는 2축간의 정밀한 위치동기와 동기제어계의 강인한 안정성을 동시에

\* 회원, 여수대학교 동력시스템공학과

E-mail : bjh@yosu.ac.kr

TEL : (061)659-3135 FAX : (061)659-2559

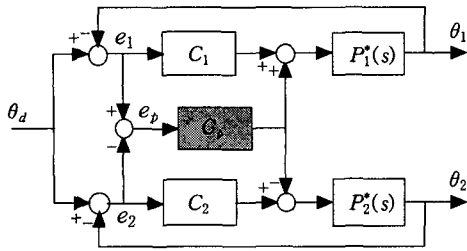


Fig. 1 The fundamental coupling structure

고려할 수 있는 동기제어기를 설계한다. 그리고 정격출력이 동일한 직류모터를 이용하여 위치동기제어계를 구성한 후, 다양한 실험을 통하여 설계된 동기제어기의 타당성을 검증한다.

### 2. 커플링구조의 위치동기제어계

Fig. 1은 Kamano 등<sup>(5)</sup>이 이용한 커플링구조의 동기제어계이다.  $P_1^*(s)$ ,  $P_2^*(s)$ 는 제어대상,  $\theta_d$ 는 위치지령,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ 는 위치출력,  $e_1$ ,  $e_2$ 는 위치오차,  $e_p$ 는 위치동기오차이다. 그리고  $C_1$ ,  $C_2$ 는 위치제어기,  $C_b$ 는 양 축에 동시에 영향을 주면서  $e_p$ 를 감소시키는 위치동기제어기이다. 이때  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_b$ 는 단순 비례이득이다.

본 연구는 연속적으로 회전하는 2축간의 정밀한 위치동기와 동기제어계의 강인한 안정성을 동시에 고려할 수 있는 동기제어기의 개발에 목적을 두고 있다. 이 목적을 수행하기 위해 변형된 커플링구조의 동기제어계는 Fig. 2와 같다. 이 제어계는 제1, 2축의 제어대상  $P_1(s)$ ,  $P_2(s)$ , PID제어기법의 속도제어기  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$ 와  $H_\infty$ 제어기법의 동기제어기  $C_b(s)$ 로 구성된다.

위치동기오차  $e_p$ 는 속도지령  $\omega_d$ 에 대한 속도출력  $\omega_1$ 과  $\omega_2$ 의 속도차의 누적분에 해당한다. 이 속도차는 과도상태에서는 양 축의 동특성 불일치, 정상상태에서는 토크부하 등에 의해 발생된다. 속도제어기  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$ 와 동기제어기  $C_b(s)$ 의 역할은 다음과 같다.  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$ 는  $\omega_d$ 를 추종하면서 토크부하 등이  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ 에 미치는 영향을 억제하도록 한다. 그리고  $C_b(s)$ 는 과도상태에서부터 양 축의 속도를 동시에 조절하여  $e_p$ 를 영으로 수렴시키기는 역할을 한다. 특히,  $C_b(s)$ 는

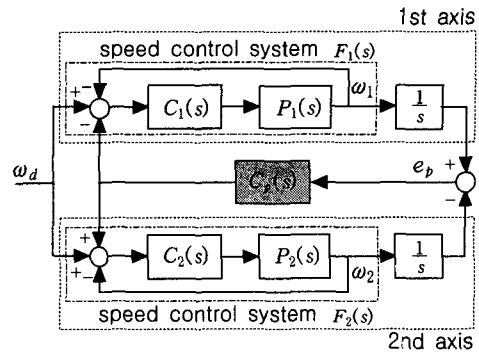


Fig. 2 The synchronous control system of modified coupling structure

동기제어계의 강인한 안정성을 위하여 속도제어계의 모델 불확실성을 고려하여 설계된다.

### 3. 모델링

Fig. 2에서  $P_1(s)$ ,  $P_2(s)$ 는 각각 전기자제어방식의 직류모터와 부하장치인 발전기로 구성되며, 모터의 정격출력은 동일하다. 회로방정식을 이용하여 모터의 전압입력  $e_{ai}$ 에서 속도출력  $\omega_i$ 까지의 전달함수  $P_i(s)$ 는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_i(s) = \frac{K_{ai} K_{Ti}}{L_{ai} J_i s^2 + (L_{ai} b_i + R_{ai} J_i) s + R_{ai} b_i + K_{Ti} K_{ai}} \quad (1)$$

여기서,  $L_{ai}$ 는 전기자인덕턴스[H],  $R_{ai}$ 는 전기자 저항[Ω],  $K_{ai}$ 는 역기전력상수[V/rad/s],  $K_{Ti}$ 는 토크상수[Nm/A],  $b_i$ 는 점성마찰계수[Nm/rad/s],  $K_{ai}$ 는 증폭기이득이다. 그리고  $J_i = J_m + J_g$ 이며,  $J_m$ 와  $J_g$ 는 모터와 발전기의 관성모멘트[kgm<sup>2</sup>]이다. 첨자  $i$ 는  $i=1, 2$ 로 제1, 2축에 관련된 변수를 의미하며, 이하 수식에서도 동일하다.

### 4. 제어기 설계

#### 4.1 속도제어기

Fig. 2의 위치동기제어계에서 속도제어기  $C_i(s)$ 는 속도지령  $\omega_d$ 의 추종과 동기오차  $e_p$ 의 억제를 고려하여 설계될 필요가 있다. 즉,  $C_i(s)$ 는 토크부하에 의해 발생하는 축간의 속도차를 감소시키

기 위해 적분동작이 요구되며, 동기제어기  $C_p(s)$ 에 의한 속도지령 변화에 빠르게 응답하기 위해 미분동작이 요구 된다.

본 연구에서는 PID제어기를 이용하여 속도제어계를 구성하며, 속도제어기  $C_i(s)$ 의 전달함수는 식 (2)와 같다.

$$C_i(s) = \tau_{pi} \left( 1 + \frac{1}{\tau_{ii}s} + \tau_{di}s \right) \quad (2)$$

여기서,  $\tau_{pi}$ 는 비례이득,  $\tau_{ii}$ 는 적분시간,  $\tau_{di}$ 는 미분시간을 의미한다.

그리고 속도지령  $\omega_d$ 에서 출력  $\omega_i$ 까지의 페루프 전달함수  $F_i(s)$ 는 식 (3)으로 된다.

$$F_i(s) = \frac{P_i(s)C_i(s)}{1 + P_i(s)C_i(s)} \quad (3)$$

한편 식 (2)의  $\tau_{pi}$ ,  $\tau_{ii}$ ,  $\tau_{di}$  설계방법은 다음과 같다. 설계의 편의상 식 (1), (2)를 각각 식 (4), (5)와 같이 변형한다.

$$P_i(s) = \frac{K_i}{(s - \alpha_i)(s - \hat{\alpha}_i)} \quad (4)$$

$$C_i(s) = \frac{\tau_i(s - \beta_i)(s - \hat{\beta}_i)}{s} \quad (5)$$

그리고 퍼센트 오버슈트  $P.O$ 와 정착시간  $T_s$ 를 설계조건으로 하여 식 (6)의 대표극을 구한다.

$$q_i, \hat{q}_i = -\zeta_i \omega_{ni} \pm j\omega_{ni} \sqrt{1 - \zeta_i^2} \quad (6)$$

여기서,  $\zeta_i$ 는 감쇠비,  $\omega_{ni}$ 는 고유진동수이며 각각 다음 식과 같다.

$$\zeta_i = \sqrt{\frac{[\ln(P.O/100)]^2}{\pi^2 + [\ln(P.O/100)]^2}} \quad (7)$$

$$\omega_{ni} = \frac{4}{T_s \zeta_i} \quad (8)$$

그리고  $-\zeta_i \omega_{ni} \gg r_i$ 을 만족하는 실수축상의 한극  $r_i$ 를 선정하면, 설계조건을 만족하는 특성방정식은 식 (9)와 같이 된다.

$$s^3 - (q_i + \hat{q}_i + r_i)s^2 + (q_i \hat{q}_i + q_i r_i + \hat{q}_i r_i)s - q_i \hat{q}_i r_i = 0 \quad (9)$$

한편 식 (4), (5)를 식 (3)에 대입하여 제어기의

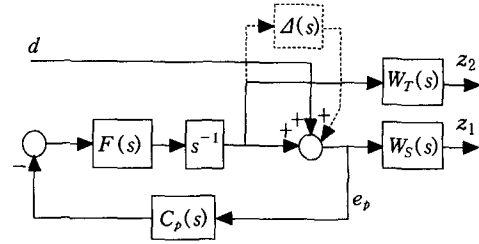


Fig. 3 Model uncertainty and disturbance

계수가 포함된 특성방정식을 구하면 식 (10)으로 된다.

$$s^3 + [K_i \tau_i - (a_i + \hat{a}_i)]s^2 + [a_i \hat{a}_i - K_i \tau_i (\beta_i + \hat{\beta}_i)]s + K_i \tau_i \beta_i \hat{\beta}_i = 0 \quad (10)$$

식 (9)와 식 (10)의 계수를 비교하면, 식 (5)의  $\tau_i$ ,  $\beta_i + \hat{\beta}_i$ ,  $\beta_i \hat{\beta}_i$ 는 식 (11)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \tau_i &= [a_i + \hat{a}_i - (q_i + \hat{q}_i + r_i)] / K_i \\ \beta_i + \hat{\beta}_i &= [a_i \hat{a}_i - (q_i \hat{q}_i + q_i r_i + \hat{q}_i r_i)] / (\tau_i K_i) \\ \beta_i \hat{\beta}_i &= -q_i \hat{q}_i r_i / (\tau_i K_i) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)을 이용하여 식 (5)의  $\tau_i$ ,  $\beta_i$ ,  $\hat{\beta}_i$ 를 구한 후, 식 (2)와 (5)의 계수를 비교하면 식 (2)의  $\tau_{pi}$ ,  $\tau_{ii}$ ,  $\tau_{di}$ 는 식 (12)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} \tau_{pi} &= -\tau_i (\beta_i + \hat{\beta}_i) \\ \tau_{ii} &= -(\beta_i + \hat{\beta}_i) / \beta_i \hat{\beta}_i \\ \tau_{di} &= -1 / (\beta_i + \hat{\beta}_i) \end{aligned} \quad (12)$$

#### 4.2 위치동기제어기

불확실성(uncertainty)이 포함된 속도제어계  $F_1(s)$ 와  $F_2(s)$ 의 동특성 차는 위치동기오차  $e_p$ 의 발생요인이 된다. 이와 같은 속도제어계의 불확실성을 고려하여 위치동기제어기  $C_p(s)$ 를 설계하기 위해  $F(s)$ 를  $F_1(s)$ 과  $F_2(s)$ 의 공칭 플랜트(nominal plant)로 둔다.

Fig. 3은  $F(s)$ 에 대한  $F_1(s)$ 과  $F_2(s)$ 의 불확실성을  $\Delta(s)$ 로 나타낸 것이다. 그림에서  $\Delta(s)$ 는 곱셈형 불확실성(multiplicative uncertainty),  $d$ 는 토크부하 등이 위치동기에 미치는 영향을 의미한다. 이  $\Delta(s)$ 와  $d$ 를 고려하여  $C_p(s)$ 는  $H_\infty$  제어기법 중에서 강인한 안정성과 외란제거 성능을 동시에 고려할 수 있는 혼합감도문제(7~9)로 설계될

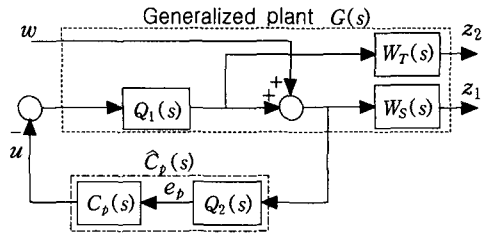


Fig. 4 Generalized plant  $G(s)$  with the controller

수 있다.

그러나 Fig. 3에서 제어대상이 적분특성을 가지므로 일반적인 혼합감도문제로는 안정화 제어가 존재하기 위한 가정을 만족시키기 곤란하다. 따라서 하중함수에 적분기를 포함시켜 표준문제의 가정을 만족시키는 설계기법<sup>(10)</sup>을 이용하여  $C_p(s)$ 를 구한다.

이 설계기법에 의하면 적분기를 포함한 제어대상  $Q(s)$ 와 주파수 하중함수  $W_S(s), W_T(s)$ 로 구성된 일반화 플랜트  $G(s)$ 는 Fig. 4와 같다. 그림에서  $w$ 는 외란  $d$ , 모델불확실성  $\Delta(s)$  등의 외부입력,  $u$ 는 제어입력,  $z_1, z_2$ 는 제어량,  $e_p$ 는 동기오차를 의미한다. 그리고  $Q(s)$ 를 식 (13)의 형식으로 나타내면,  $Q_1(s)$ 는 허축 상에 극점과 영점이 없는 전달함수이고,  $Q_2(s)$ 는 극이 허축 상에 있고 분자와 분모의 다항식의 차수가 같은 전달함수이다.

$$Q(s) = Q_2(s) Q_1(s) \quad (13)$$

여기서,  $Q_2(s) = (s+a)/s$ ,  $Q_1(s) = F(s)/(s+a)$ ,  $a > 0$ 이다.

그리고 Fig. 4의 일반화 플랜트  $G(s)$ 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ e_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_S(s) & -W_S(s)Q_1(s) \\ 0 & -W_T(s)Q_1(s) \\ Q_2(s) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (14)$$

이때  $w$ 에서  $z_1, z_2$ 로의 전달함수는 다음 식과 같고, 이것은 일반적인 혼합감도문제로 된다.

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} W_S(s) & S(s) \\ W_T(s) & T(s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서,  $T(s) = Q_1(s)C_p(s)Q_2(s)(I + Q_1(s)C_p(s)Q_2(s))^{-1}$ ,  $S(s) = (I + Q_1(s)C_p(s)Q_2(s))^{-1}$ 이며,  $S(s)$ 는 외란제거

성능,  $T(s)$ 는 강인한 안정성의 지표가 되는 전달함수이다.  $S(s)$ 와  $T(s)$ 에 대한 적절한  $W_S(s), W_T(s)$ 를 선정하여, 식 (16)의 부등식을 만족하는 동기제어기  $\hat{C}_p(s)$ 를 구할 수 있다.

$$\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma \quad (16)$$

본 연구에서  $W_S(s)$ 와  $W_T(s)$ 의 선정기준은 다음과 같다. 먼저 고주파 영역의 모델 불확실성을 상세히 표현할 수 있는 식 (17)의 곱셈형 불확실성  $\Delta(s)$ 를 결정한다. 이  $\Delta(s)$ 는 공칭 플랜트  $F(s)$ 에 대한 실제 플랜트  $\hat{F}_1(s)$ 와  $\hat{F}_2(s)$ 의 최대의 변동을 고려한 것이다. 즉, 동일한 주파수 영역에서  $\Delta_1(s)$ 과  $\Delta_2(s)$ 중에서 절대치가 큰 것을 그 주파수에서의  $\Delta(s)$ 로 선정한다.

$$\Delta(s) = \begin{cases} \Delta_1(s) & |\Delta_1(s)| \geq |\Delta_2(s)| \\ \Delta_2(s) & |\Delta_2(s)| > |\Delta_1(s)| \end{cases} \quad (17)$$

여기서,  $\Delta_1(s) = \frac{\hat{F}_1(s) - F(s)}{F(s)}$ ,  $\Delta_2(s) = \frac{\hat{F}_2(s) - F(s)}{F(s)}$ 이다.

그리고  $W_T(s)$ 는  $\Delta(s)$ 의 정보로부터 이득이 저주파 영역에서 작고, 고주파 영역에서 크도록 선정한다. 또한  $W_S(s)$ 는 저주파 영역의 감도 저감을 위하여 이득이 저주파 영역에서 크고, 고주파 영역에서 작도록 함과 동시에 다음 식을 만족하도록 선정한다.

$$W_S(s) = Q_2(s) \hat{W}_S(s), \quad \hat{W}_S(s) \in RH_\infty \quad (18)$$

이와 같이 적절히 선정된 주파수 하중함수  $W_T(s), W_S(s)$ 에 대해, 식 (16)을 만족하는 제어기  $\hat{C}_p(s)$ 는 MATLAB의 Robust Tool<sup>(11)</sup>을 이용하여 구한다. 그리고 Fig. 4에서의 위치동기제어기  $C_p(s)$ 는 다음 식과 같이 된다.

$$C_p(s) = \hat{C}_p(s) Q_2^{-1}(s) \quad (19)$$

### 5. 제어기 계산 및 실험

#### 5.1 속도제어기 $C_1(s), C_2(s)$ 의 계수값

동급의 모터와 발전기로 구성되는 제어대상  $P_1(s)$ 과  $P_2(s)$ 의 계수값은 Table 1과 같다.

Table 1 The parameters of  $P_1(s)$  and  $P_2(s)$ 

parameter	value
$R_{a1}, R_{a2}$ [ $\Omega$ ]	$1.30 \cdot 10^0$
$L_{a1}, L_{a2}$ [H]	$1.60 \cdot 10^{-3}$
$K_{a1}, K_{a2}$ [V/rad/s]	$1.91 \cdot 10^{-1}$
$K_{T1}, K_{T2}$ [Nm/A]	$1.76 \cdot 10^{-1}$
$J_{m1}, J_{m2}$ [ $\text{kgm}^2$ ]	$2.45 \cdot 10^{-4}$
$J_{a1}, J_{a2}$ [ $\text{kgm}^2$ ]	$8.72 \cdot 10^{-4}$
$b_1, b_2$ [Nm/rad/s]	$9.50 \cdot 10^{-3}$

Table 2 The parameters of  $C_1(s)$  and  $C_2(s)$ 

parameter	value
$\tau_{p1}, \tau_{p2}$	$3.10 \cdot 10^{-2}$
$\tau_{n1}, \tau_{n2}$	$3.46 \cdot 10^{-2}$
$\tau_{d1}, \tau_{d2}$	$1.74 \cdot 10^{-2}$

Table 1의 계수값을 식 (1)에 대입한 후, 식 (4)의 형태로 나타내면  $K_i = 5.92105 \cdot 10^5$ ,  $a_i, \hat{a}_i = -3.3 \cdot 10^1, -7.88 \cdot 10^2$ 로 된다. 식 (4)의 제어대상에 대한 속도제어기  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$ 의 설계조건은 다음과 같다.

- 퍼센트 오버슈트 :  $P.O = 1\%$
- 2% 정착시간 :  $T_s = 0.2[s]$

이 설계조건에 의하면 식 (7), (8)은 각각  $\xi_i = 9.10 \cdot 10^{-1}$ ,  $\omega_{ni} = 2.20 \cdot 10^1$ 이 되고, 식 (6)의 대표극은  $a_i, \hat{a}_i = -20.0 \pm j9.09$ 로 된다. 그리고 나머지 한개 극은  $r_i = -1000$ 로 선정한다.

이와 같이 결정된  $a_i, \hat{a}_i, r_i$ 와  $K_i, a_i, \hat{a}_i$ 를 식 (11)에 대입하면, 식 (5)의 계수값은  $\tau_i = 5.38 \cdot 10^{-4}$ ,  $\beta_i, \hat{\beta}_i = -2.88 \cdot 10^1 \pm j2.89 \cdot 10^1$ 로 된다. 따라서 속도제어기  $C_1(s)$ 과  $C_2(s)$ 의 계수값은 Table 2와 같이 된다.

한편 Table 1, 2에서 제어대상  $P(s)$  및 속도제어기  $C(s)$ 의 계수값을 식 (3)에 대입하면 위치동기제어기의 설계에 이용되는 공칭플랜트  $F(s)$ 는 식 (20)과 같이 된다.

$$F(s) = \frac{318.6s^2 + 18362.8s + 531007.8}{s^3 + 1140.0s^2 + 44482.7s + 531007.8} \quad (20)$$

### 5.2 위치동기제어기 $C_p(s)$

식 (13)에서  $a > 0$ 를 만족하는 값을  $a = 3$ 으로 선정한다. 그리고 식 (20)을 식 (13)에 대입하면 적분기를 포함한 제어대상  $Q(s)$ 는 다음 식과 같이 된다.

$$Q(s) = \frac{s+3}{s} \frac{318.6s^2 + 18362.8s + 531007.8}{s^3 + 1140.0s^2 + 44482.7s + 531007.8} \frac{1}{s+3} \quad (21)$$

그리고 주파수응답실험을 통하여 구한 식 (17)의  $\Delta(s)$ 정보로부터  $T(s)$ 에 대한 하중함수  $W_T(s)$ 는 다음과 같이 선정한다.

$$W_T(s) = \frac{(s+3.5)^2}{2500} \quad (22)$$

또한  $S(s)$ 에 대한 하중함수  $W_S(s)$ 는 식 (18)을 만족하면서 제어기가 적분기를 갖도록 다음과 같이 선정한다.

$$W_S(s) = \frac{500}{s^2} \quad (23)$$

이와 같이 선정된 하중함수에 대해  $\gamma = 1$ 일 때, 식 (16)을 만족하는 위치동기제어기  $C_p(s)$ 는 다음과 같다.

$$C_p(s) = \frac{C_{pm}(s)}{C_{pd}(s)} \quad (24)$$

여기서,

$$C_{pm}(s) = 3067.8s^4 + 3544829.3s^3 + 190706949.2s^2 + 3745625539.9s + 25266933711.9$$

$$C_{pd}(s) = s(s^4 + 519.4s^3 + 58498.0s^2 + 2511313.9s + 50361132.7)$$

이다.

### 5.3 실험장치

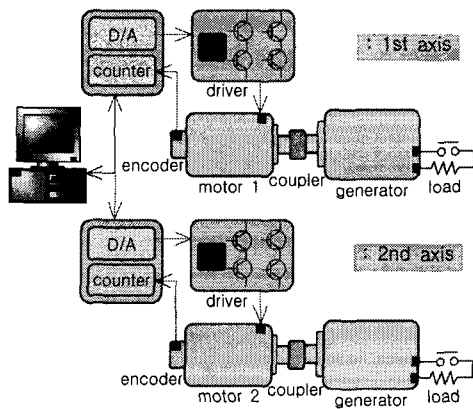
본 연구에서 제안된 동기제어방식의 타당성을 검증하기 위한 실험장치는 Fig. 5와 같다. 이 장치는 엔코더가 장착된 직류모터, 부하저항과 직류발전기로 구성되는 부하장치, 마이크로프로세서와 트랜지스터로 제작된 모터 드라이버, 12 bit 분해능의 D/A 변환기와 펄스 카운터 등으로 구성된다. 이 장치의 부품특성은 Table 3과 같다.

**Table 3** Specifications of apparatus

apparatus	specification	
motor	rated output power	200[W]
	rated torque ( $T_r$ )	0.64[Nm]
	encoder	1000[P/R]
generator	torque constant ( $T_g$ )	0.27[Nm/A]
	load resistance	15[Ω]
driver	PWM generator	80C196KC
	transistor	MJ11016
converter	D/A converter	12 bit

**Table 4** Comparison of coupling structure with fixing structure

	transient state		torque load	
	fixing (Fig. 8)	coupling (Fig. 10)	fixing (Fig. 9)	coupling (Fig. 11)
maximum of synchro. error	0.05[rad]	0.02[rad]	0.15[rad]	0.1[rad]
convergence time to 0[rad]	0.3[s]	0.1[s]	0.5[s]	0.3[s]
maximum of changed speed	.	.	5.9[rad/s]	3.6[rad/s]



**Fig. 5** Schematic of the experimental apparatus

5.4 실험 및 고찰

커플링 구조의 위치동기제어방식에 대한 타당성을 검증하기 위한 실험조건은 다음과 같다.

- 스텝 속도지령 : 80[rad/s]
- 스텝 토크부하 : 0.31[Nm]

Fig. 6~11에서 (a)는 속도응답, (b)는 동기오차를 나타내고 있다. (a)에서 실선은 1축 모터, 점선은 2축 모터의 속도를 의미한다. 그리고 Fig. 7, 9, 11은 각각 Fig. 6, 8, 10의 연속된 응답이다.

Fig. 6, 7은 동기제어기가 없을 경우, 동특성의 불일치와 부하가 동기오차에 미치는 영향을 나타내고 있다. Fig. 6(a)는 양 축의 동특성이 엄밀히 일치하지 않으므로 과도상태(0~0.2[s])에서 속도차가 발생하는 것을 나타내고 있다. Fig. 6(b)는 과도상태에서 발생된 속도차가 계속 누적되어 동기오차로 됨을 나타내고 있다. 이때 음(-)의 동기오차는 1축 모터의 속도가 2축 보다 뒤짐을 의미한다. Fig. 7(a)는 1축 모터에 0.8[s], 2축 모터에 1.6[s]의 시점에서 부하가 인가된 경우의 속도응

답이다. 양 축의 속도는 속도제어기에 의해 일정한 시간이 경과되면 부하인가 전의 상태로 회복된다. 그러나 Fig. 7(b)와 같이 부하를 극복하는 과정에서 발생된 속도차로 동기오차는 Fig. 6(b)의 0.2[rad]보다 더욱 증가되어 0.7[rad]로 된다. 따라서 동특성의 불일치와 부하에 의해 발생하는 동기오차를 제거하기 위해 동기제어기가 필요함을 확인할 수 있다.

Fig. 8, 9는 동기제어기가 제2축에 고정된 고정구조의 동기제어법에 의한 응답이다. Fig. 8은 속도지령을 추종함과 동시에 동기오차가 0[rad]으로 수렴됨을 나타내고 있다. 이것은 동기제어기가 과도상태부터 제2축 모터를 가·감속시켜 가능하게 된다. Fig. 9는 양 축 모터에 부하가 인가되더라도 부하를 극복하면서 동기오차가 0[rad]으로 수렴됨을 나타내고 있다. 즉 동특성의 불일치와 부하에 의해 발생하는 동기오차는 고정구조의 동기제어법으로 제거될 수 있음을 확인할 수 있다. 그러나 동기오차는 반드시 제2축 모터에 의해 제거되는 문제점을 갖고 있다.

Fig. 10, 11은 동기제어기가 양 축에 동시에 영향을 미치는 커플링 구조의 동기제어법에 의한 응답이다. Fig. 10은 동기오차가 0[rad]로 수렴되는 것은 Fig. 8과 동일하지만 동기오차의 최대치와 0[rad]으로 수렴되는 시간은 크게 감소됨을 나타내고 있다. Fig. 11은 양 축에 부하가 인가될 경우에도 Fig. 9와 동일하게 동기오차가 0[rad]로 수렴하는 것은 동일하지만 동기오차의 최대치와 0[rad]로 수렴되는 시간은 크게 감소함을 나타내고 있다. 특히 Fig. 9(a)와 11(a)를 비교하면 부하에 의한 속도의 감소폭도 크게 개선됨을 확인할 수 있다.

Table 4에서는 동기제어방식에 따른 동기오차의 최대치와 0[rad]로 수렴하는데 필요한 소요시간, 부하에 의한 속도변동의 최대치를 나타낸다.

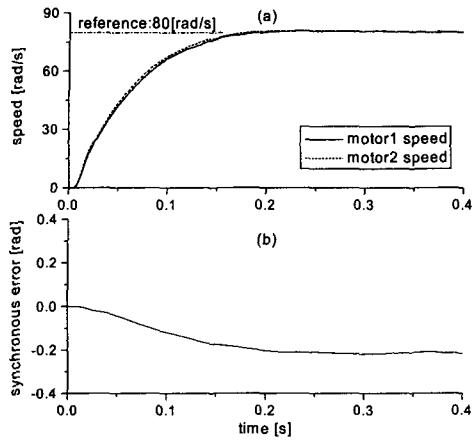


Fig. 6 Speed response(a), synchronous error(b) in the open loop system

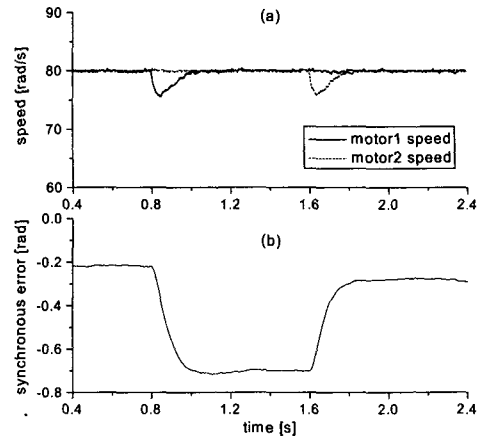


Fig. 7 Speed(a), synchro. error(b) under disturbance in the open loop system

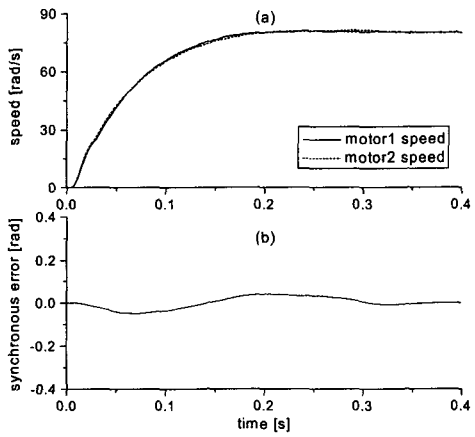


Fig. 8 Speed response(a), synchronous error(b) in the control system of fixing structure

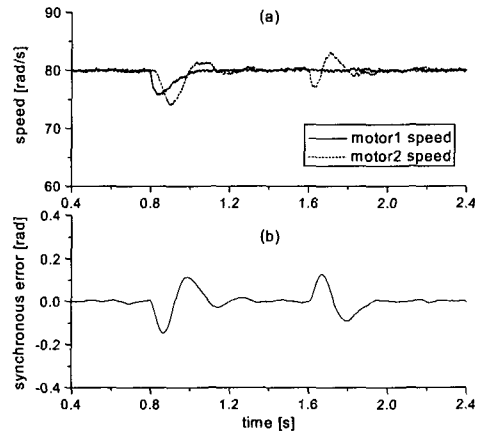


Fig. 9 Speed(a), synchro. error(b) under disturbance in the control system of fixing structure

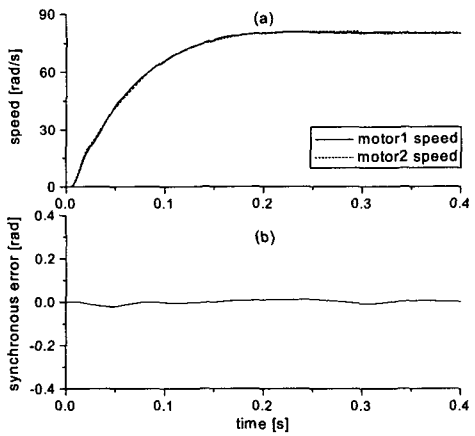


Fig. 10 Speed response(a), synchronous error(b) in the control system of coupling structure

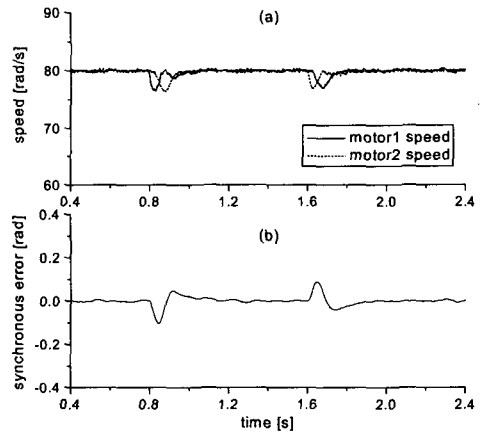


Fig. 11 Speed(a), synchro.error(b) under disturbance in the control system of coupling structure

### 6. 결 론

동기시스템의 안정성은 동기제어기의 설계과정에서 반드시 고려되어야 할 사항이다. 본 연구에서는 연속적으로 회전하는 2축간의 위치동기에 커플링구조의 동기기법을 적용하여 빠르고 정밀한 위치동기와 강인한 안정성을 갖는 동기시스템을 구축하고자 하였다. 이를 위해 동기제어기를 1, 2축 속도제어시스템의 모델 불확실성을 동시에 고려하여  $H_\infty$  제어기법으로 설계하였다. 이와 같이 설계된  $H_\infty$  동기제어기는 모델 불확실성 및 스텝부하 등에 의해 발생된 동기오차를 영으로 수렴시킴을 실험으로부터 확인하였다. 또한 커플링구조의 동기시스템이 고정구조의 동기시스템에 비해 속도의 변동폭을 현저히 감소시키면서 동기오차를 빠른 시간내에 제거함을 확인하였다. 따라서 본 연구에서 제안된  $H_\infty$  제어기법을 이용한 커플링구조의 동기제어방식은 2축 위치동기시스템의 구축에 유용하게 이용될 수 있을 것으로 기대된다.

### 참고문헌

- (1) Yang, J. H., Byun, J. H., Kim, Y. B. and Jeong, S. K., 1997, "High Precision Position Synchronous Control in a Multi-Axes Driving System(II)," *Journal of the KSPE*, Vol. 14. No. 3, pp. 98~106.
- (2) Byun, J. H. and Yeo, D. J., 2001, "Synchronous Control of a Two-Axes Driving System by Disturbance Observer," *Transactions of KSME, A*, Vol. 25. No. 2, pp. 242~249.
- (3) Jeong, S. K., Kim, Y. J. and You, S. S., 2001, "Precise Position Synchronous Control of Two Axes Rotation Systems by Cooperative Control," *Transactions of KSME, A*, Vol. 25. No. 12, pp. 2078~2090.
- (4) Ahn, S. W., Choi, M. S., Park, Y. J. and Kim, J. H., 1998, "Synchronized Control of 2-Driving Axes in Large Scale Gantry Robot Systems," *Proceedings of the KSPE Spring Annual Meeting*, pp. 436~439.
- (5) Kamano, T., Suzuki, T., Iuchi, N. and Tomizuka, M., 1993, "Adaptive Feedforward Controller for Synchronization of Two Axes Positioning System," *SICE*, Vol. 29, No. 7, pp. 785~791.
- (6) Zhao, Z. M., Kamano, T., Szuki, T., Harada, H. and Kataoka, Y., 1996, "Synchronization of Two Motion Axes With Disturbance Observers," *SICE*, Vol. 9, No. 4, pp. 151~161.
- (7) Zhou, K. and Khargonekar, P. P., 1998, "An Algebraic Riccati Approach to  $H_\infty$  Optimization," *Systems and Control Letter*, Vol. 11, pp. 85~90.
- (8) Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P. P. and Francis, B. A., 1989, "State-space Solutions to Standard  $H_2$  and  $H_\infty$  Control Problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34, No. 8, pp. 831~847.
- (9) Glover, K. and Doyle, J. C., 1988, "State-Space Formulae for All Stabilizing Controllers that Satisfy an  $H_\infty$  Norm Bound and Relations to Risk Sensitivity," *Systems and Control Letters*, Vol. 11, pp. 167~172.
- (10) Mita, T., Liu, K. Z. and Kuriyama, K., 1993, " $H_\infty$  Control with Weighting Functions Having  $j\omega$  Poles," *SICE*, Vol. 29, No. 11, pp. 1320~1329.
- (11) Safonov, M. G., Limebeer, D. J. N. and Chiang, R. Y., 1992, *Robust Control Toolbox User's Guide*, The MathWork.