

H_∞ 제어기법을 이용한 2축 구동 시스템의 위치동기제어

변정환*, 여동준*

Position Synchronous Control of a Two-Axes Driving System by H_∞ Approach

Jung-hoan Byun* and Dong-Jun Yeo*

ABSTRACT

In this study, a methodology of synchronous control which can be applied to position synchronization of a two-axes driving system has been developed. The synchronous error is caused by model uncertainties and torque disturbance of each axis. To overcome these problems, the proposed synchronous control system has been composed of two speed controllers and one synchronous controller. The speed controllers based on PID control law are aimed at the following to speed reference. And the parameters of speed controllers have been designed in order that speed response of the second axis corresponds with one of first axis. Especially, considering to model uncertainties of each axis, the synchronous controller has been designed using H_∞ control theory. The controller eliminates the synchronous error by controlling speed of the second axis. The effectiveness of the proposed method has been verified through simulation.

Key Words : Two-Axes Driving system (2축 구동 시스템), Speed controller (속도제어기), Synchronous Error (동기오차), Synchronous Controller (동기제어기), Robust Stability (강인한 안정성)

1. 서론

연속 회전하는 복수모터(multi-motor)축 간의 위치동기는 코팅용지로 이용되는 박판(thin plate)의 이송시스템, 근거리 화물의 이송을 위한 크레인시스템⁽¹⁾ 등 다양한 분야에서 이용되고 있다. 천장 크레인(overhead crane), 갠트리 크레인(gantry crane)시스템 등은 이송될 화물의 탑재를 위한 거드(girder)와 거드의 이동 경로인 레일(rail), 그리고 거드의 양단 끝에 설치된 모터와 모터 축의 회전에 의해

레일 위를 주행하는 휠(wheel)로 구성된다. 이때 화물은 복수모터의 동시구동에 의해 이송된다.

그러나 모터간의 이동거리가 다를 경우에는 레일과 휠 플랜지(wheel flange)간의 심한 마찰로 인하여 휠의 마모가 발생하게 되고, 마모현상이 심할 경우에는 휠이 레일에서 이탈되므로 화물의 이송이 곤란하게 된다.⁽¹⁾ 또한 박판 이송시스템에서 모터축간의 위치동기오차는 박판의 두께를 일정하지 않게 한다. 이와 같이 축간의 위치동기의 정밀성은 이송효율 및 제품의 정도에 중대한 영향을 미친다.

* 여수대학교 기관공학과

최근, 부하변동 및 과도상태에서도 모터 축간의 정밀한 위치동기를 실현하기 위해, 다양한 동기제어방식이 제안되었다.^{(2)~(6)} 鎌野 등⁽²⁾은 적응 피드포워드 제어기의 적응 파라미터를 조정하여 추종오차와 동기오차를 동시에 영으로 수렴시키는 동기제어법을 제안하였는데, 이 방식에 의하면 외란에 대한 안정성은 고정 계인의 피드백 제어기에 의존한다. 그리고 後藤 등⁽³⁾은 주축의 위치출력을 종축의 입력신호로 하고, 종축의 제어기는 종축 서보시스템의 역 다이내믹스를 이용한 동기제어법을 제안하였으며, 이 방식은 외란이 종축에 인가될 경우에는 정밀한 위치동기를 기대하기 어렵다. 中村 등⁽⁴⁾은 後藤 등⁽³⁾이 제안한 위치동기법의 특성 해석과 모델오차에 대한 강인성을 검토하였다. 이 연구는 특성 해석에 주목하고 있으며, 제어기 및 알고리즘은 後藤 등의 방식과 동일한 특성을 갖고 있다. 변 등⁽⁵⁾은 PID 제어기를 이용하여, 속도제어기와 동기제어기로 구성되는 고정구조의 동기제어법을 제안하였으며, 이 방식은 주축에 외란이 인가될 경우, 종축의 속도를 변화시켜야만 동기가 가능하다. 또한 양 등⁽⁶⁾은 2축 중에서 상대적으로 외란이 적게 인가된 축의 속도를 감속시키지 않고 위치동기를 실현할 수 있는 가변구조의 동기제어법을 제안한 바 있으나, 이 방식에 의하면 동기제어계의 강인한 안정성은 고려되지 않았다.

본 연구에서는 2축 구동 시스템의 정밀한 위치동기와 강인한 안정성(robust stability)을 동시에 고려할 수 있는 위치동기제어 방식을 제안한다. 이 위치동기시스템은 각 축의 속도제어기와 위치동기제어기로 구성된다. 속도제어기는 PI제어기를 이용하며, 이것은 속도지령을 추종하도록 설계된다. 그리고 위치동기제어기는 양 축간의 속도 차의 누적에 의해 발생하는 위치동기오차의 완전한 제거와 양 축 속도제어계의 모델 불확실성(model uncertainty)을 고려하여 H_∞ 제어기법으로 설계된다. 끝으로 직류 서보 모터를 이용하여 위치동기 제어계를 구성한 후, 시뮬레이션을 통하여 제안된 방식의 타당성을 검증한다.

2. 위치동기 제어계의 구성

본 연구는 2축 구동시스템의 정밀한 위치동기와 위치동기 제어계의 강인한 안정성을 고려할 수 있는 동기제어법의 개발에 목적을 두고 있으며, 이

를 수행하기 위해 제안된 위치동기 제어계의 개략도는 Fig.1과 같다. 이 제어계는 제1, 2축의 모터 $P_1(s)$, $P_2(s)$, 제1, 2축의 속도제어기 $C_1(s)$, $C_2(s)$, 위치동기제어기 $C_p(s)$ 로 구성된다.

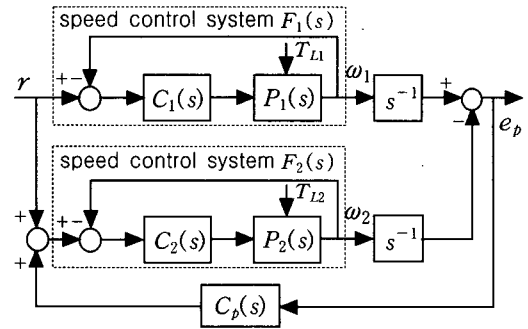


Fig. 1 Schematic diagram of the position synchronous control system for a two-axes driving system

본 연구에서 영으로 수렴시키고자 하는 위치동기오차 e_p 는 속도지령 r 에 대해서 과도 및 정상상태에서 발생하는 속도출력 ω_1 과 ω_2 의 속도차 $(\omega_1 - \omega_2)$ 의 누적 분($\int_0^t (\omega_1 - \omega_2) dt$)에 해당한다. 이 속도차는 정상상태에서는 양 축의 동특성의 불일치, 과도상태에서는 각 축에 인가되는 토크 외란 T_{L1} , T_{L2} 에 의해 발생된다.

양 축의 속도제어기 $C_1(s)$, $C_2(s)$ 와 위치동기제어기 $C_p(s)$ 의 역할은 다음과 같다. $C_1(s)$, $C_2(s)$ 는 속도지령 r 을 추종하면서, 토크 외란 T_{L1} , T_{L2} 가 속도출력 ω_1 , ω_2 에 미치는 영향을 억제하도록 한다. 그리고 $C_p(s)$ 는 제2축의 속도를 조절하여 위치동기오차 e_p 를 영으로 수렴시키는 역할을 한다. 또한 이 $C_p(s)$ 는 위치동기제어계의 강인한 안정성을 위하여 양 축 속도제어계의 모델 불확실성을 고려하여 설계된다.

3. 모델링

Fig.1에서 제어대상인 모터 $P_1(s)$, $P_2(s)$ 는 전기자 제어방식의 직류 서보 모터를 이용한다. 회로방정식을 이용하여 모터의 전기자 전압입력 e_{ai} 에서 속도출력 ω_i 까지의 모터의 전달함수는 다음 식과 같이 1차계로 표현할 수 있다.⁽⁷⁾

$$P_i(s) = \frac{\omega_i(s)}{e_{\omega_i}(s)} = \frac{K_{T_i}}{R_{\omega_i} J_i s + R_{\omega_i} b_i + K_{T_i} K_{b_i}} \quad (1)$$

여기서 R_{ω_i} [Ω] : 전기자저항, K_{b_i} [V/rad/s] : 역기전력 상수, K_{T_i} [Nm/A] : 토크 상수, J_i [kgm²] : 관성모멘트, b_i [Nm/rad/s] : 점성마찰계수이다. 그리고 첨자 i 는 $i=1, 2$ 로 각각 제1축과 제2축에 관련된 변수를 의미하며, 이하 수식에서도 동일하다.

4. 위치동기 제어계의 설계

4.1 속도 제어계

위치동기 제어계에서 양 축의 속도제어기는 제어대상이 목표치를 추종함과 동시에 양 축의 속도 응답이 일치하도록 설계되면 이상적이다. 즉, 양 축의 속도응답이 과도상태에서 일치하게 되면 외란이 인가되지 않는 한 위치동기오차는 발생하지 않는다. 그리고 정상상태에서 임의의 축에 인가된 토크 외란에 의해 양 축간의 속도 차를 감소시키기 위해 PI제어기를 이용하여 속도제어계를 구성한다. 이때 양 축의 속도제어기 $C_i(s)$ 는 다음 식과 같다.

$$C_i(s) = K_{p_i} \left(1 + \frac{1}{T_{i_i} s} \right) \quad (2)$$

여기서 K_{p_i} 는 비례게인, T_{i_i} 는 적분시간이다.

그리고 양 축의 속도 폐루프 전달함수 $F_i(s)$ 는 식(1), (2)를 이용하면 다음 식과 같이 된다.

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

4.1.1 제1축의 속도제어기

과도상태에서의 위치동기오차를 고려하여 제2축이 가능한 한 쉽게 제1축을 추종할 수 있도록, 속도제어기 $C_1(s)$ 의 계수 K_{p_1} , T_{i_1} 는 오버슈트(overshoot)가 적게 발생되도록 선정한다.

이 K_{p_1} , T_{i_1} 는 설계조건을 만족하는 실수축 상의 극점 σ_1, σ_2 를 지정한 후, $s^2 - (\sigma_1 + \sigma_2)s + \sigma_1\sigma_2 = 0$ 과 식(3)의 특성방정식 $1 + P_1 C_1(s) = 0$ 의 계수를 비교하면 다음과 같이 구해진다.

$$K_{p_1} = -\frac{R_{\omega_1} [J_1 (\sigma_1 + \sigma_2) + b_1]}{K_{T_1}} - K_{b_1} \quad (4)$$

$$T_{i_1} = K_{p_1} \frac{K_{T_1}}{R_{\omega_1} J_1 \sigma_1 \sigma_2}$$

4.1.2 제1축의 속도제어기

Fig.1에서 제1축 속도제어기 $F_1(s)$ 와 제2축의 속도제어기 $F_2(s)$ 의 시간응답이 과도 및 정상상태에서 정확히 일치되면, 축간의 속도 차가 발생하지 않으므로 위치동기오차 e_p 는 영이 된다. 따라서 식(3)에 포함되어 있는 제2축의 속도제어기 $C_2(s)$ 의 계수값은 다음의 조건이 만족되도록 설계한다.

$$F_1(s) = F_2(s) \quad (5)$$

한편 식(5)의 조건을 만족시키는 $C_2(s)$ 의 계수값을 구하기 위한 한 방법으로 식(6)의 평가함수를 이용한다. 이때 $J_{\omega}(t)$ 가 영에 근사하도록 되는 $C_2(s)$ 의 계수(K_{p_2} , T_{i_2})값은 시행착오적으로 구한다.

$$J_{\omega}(t) = \int |\omega_1(t) - \omega_2(t)| dt \quad (6)$$

여기서 $\omega_1(t)$, $\omega_2(t)$ 는 각각 $F_1(s)$ 와 $F_2(s)$ 의 단위계단응답(unit step response)이다.

4.2 위치동기 제어계

Fig.1에서 양 축의 속도제어기 $F_1(s)$, $F_2(s)$ 의 동특성 차는 동기오차 e_p 를 발생킨다. 이 점을 고려하여 $C_p(s)$ 를 설계하기 위해 $F_2(s)$ 를 공칭 플랜트(nominal plant)로 둔다.

한편 $F_2(s)$ 에 대한 $F_1(s)$ 의 불확실성을 $\Delta(s)$ 로 나타내면 Fig.2와 같다. Fig.2에서 $\Delta(s)$ 는 고주파 영역의 이득이 크게되는 곱셈형 불확실성(multiplicative uncertainty), d 는 토크 외란 T_{L_i} 등이 위치동기에 미치는 영향을 의미한다. 이 $\Delta(s)$ 와 d 를 고려하여, 동기제어기 $C_p(s)$ 는 H_{∞} 제어기법 중에서 강인한 안정성과 외란제거 성능을 동시에 고려할 수 있는 혼합감도문제^{(8)~(10)}로 설계될 수 있다.

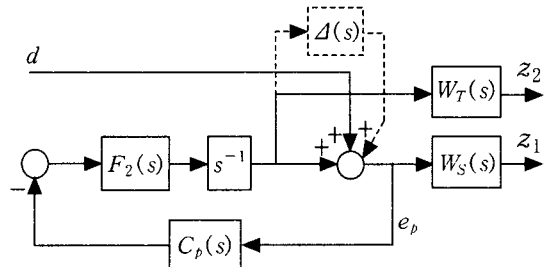


Fig. 2 Model uncertainty and disturbance

그러나 Fig.2에서 제어대상이 적분특성을 가지므로 일반적인 혼합감도문제로는 안정화 제어가 존재하기 위한 가정을 만족시키지 못하므로, 하중 함수에 적분기를 포함시켜 표준문제의 가정을 만족시키는 설계기법^{(11),(12)}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.3과 같다. 이때 w 는 외란(d), 모델 불확실성(Δ) 등의 외부입력, u 는 제어 입력, z_1, z_2 는 제어량, e_p 는 동기오차를 의미한다. 그리고 $Q(s)$ 를 식(7)의 형식으로 나타내면, $Q_1(s)$ 는 허축 상에 극점과 영점이 없고, $Q_2(s)$ 는 극이 허축 상에 있고 분자와 분모의 다항식의 차수가 같다.

$$Q(s) = Q_2(s) Q_1(s) \quad (7)$$

여기서 $Q_2(s) = \frac{s+\alpha}{s}$, $Q_1(s) = F_2(s) \frac{1}{s+\alpha}$, $\alpha > 0$ 이다.

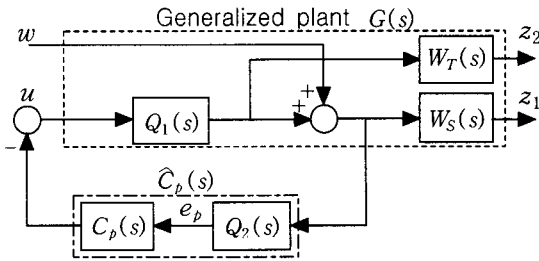


Fig. 3 Generalized plant $G(s)$ with the controller

Fig.3의 일반화 플랜트 $G(s)$ 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ e_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_S(s) & -W_S(s)Q_1(s) \\ 0 & -W_T(s)Q_1(s) \\ Q_2(s) & -Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (8)$$

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

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} W_S(s) & S(s) \\ W_T(s) & T(s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

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 외란 제거 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(10)의 부등식을 만족하는 동

기제어기 $\hat{C}_p(s)$ 를 구할 수 있다.

$$\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma \quad (10)$$

$W_S(s), W_T(s)$ 의 선정기준은 다음과 같다. 본 연구에서는 식(11)과 같이 고주파 영역의 모델 불확실성을 상세히 표현할 수 있는 곱셈형 불확실성 $\Delta(s)$ 를 이용한다. 이 $\Delta(s)$ 는 $F_2(s)$ 에 대한 실제 플랜트 $\tilde{F}_1(s)$ 와 $\tilde{F}_2(s)$ 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 결정한다.

$$\Delta(s) = \begin{cases} \Delta_1(s) & |\Delta_1(s)| \geq |\Delta_2(s)| \\ \Delta_2(s) & |\Delta_2(s)| > |\Delta_1(s)| \end{cases} \quad (11)$$

여기서 $\Delta_1(s) = \frac{\tilde{F}_1(s) - F_2(s)}{F_2(s)}$, $\Delta_2(s) = \frac{\tilde{F}_2(s) - F_2(s)}{F_2(s)}$ 이다.

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

$$W_S(s) = Q_2(s) \tilde{W}_S(s), \quad \tilde{W}_S(s) \in RH_\infty \quad (12)$$

이와 같이 적절히 선정된 주파수 하중함수 $W_T(s), W_S(s)$ 에 대해, 식(10)을 만족하는 제어기 $\hat{C}_p(s)$ 는 MATLAB의 Robust Tool⁽¹³⁾을 이용하여 구한다. 그리고 Fig.3에서 실제 모터에 이용되는 동기 제어기 $C_p(s)$ 는 다음 식과 같이 된다.

$$C_p(s) = \hat{C}_p(s) Q_2^{-1}(s) \quad (13)$$

5. 시뮬레이션

일반적으로 2축 구동시스템에는 동급의 모터가 이용된다. 그러나 본 연구에서는 제안된 위치동기법의 검증을 위해 제1축은 400[W], 제2축은 300[W]급으로 특성이 다른 직류 서보 모터를 이용한다. Table 1은 양 축 모터의 계수값이다.

5.1 속도제어기의 계수값

제1축의 속도제어기 계수값(K_{pl}, T_n)은 오버슈트가 발생하지 않도록 $F_1(s)$ 의 페루프 극점 σ_1, σ_2 를 선정한 후, 식(4)를 이용하여 구한다. 그리고

$F_1(s)$ 와 $F_2(s)$ 의 속도응답이 일치되면 과도상태에서 위치동기오차 e_p 가 발생되지 않으므로, 제2축의 속도제어기 계수값(K_R, T_R)은 식(6)의 평가함수 $J_w(t)$ 가 영에 근접하도록 시행착오적으로 구한다.

Table 2는 각각 $\sigma_1 = -45.0, \sigma_2 = -200.0$ 및 $J_w(t) = 6.65 \cdot 10^{-4}$ 일 경우의 $C_1(s), C_2(s)$ 계수값이다.

Table 1 The parameters of motor1, 2

parameter	motor 1	motor 2
R_a [Ω]	$1.2000 \cdot 10^0$	$1.0200 \cdot 10^0$
L_a [H]	$8.9000 \cdot 10^{-4}$	$1.0700 \cdot 10^{-3}$
K_b [v/rad/s]	$2.2279 \cdot 10^{-1}$	$2.2279 \cdot 10^{-1}$
K_T [Nm/A]	$2.2246 \cdot 10^{-1}$	$2.2246 \cdot 10^{-1}$
J [kgm ²]	$3.3320 \cdot 10^{-4}$	$2.4500 \cdot 10^{-4}$
b [Nm/rad/s]	$9.0000 \cdot 10^{-3}$	$8.0000 \cdot 10^{-4}$

Table 2 Parameters of speed controller

parameter	K_{pi}	T_{ii}
$C_1(s)$	$1.69 \cdot 10^{-1}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$
$C_2(s)$	$1.39 \cdot 10^{-1}$	$1.00 \cdot 10^{-2}$

5.2 동기제어기의 전달함수

Table 1, 2에서 모터 2 및 속도제어기 $C_2(s)$ 의 계수값을 식(3)에 대입하여, 제2축 속도제어계의 전달함수 $F_2(s)$ 를 구한다. 그리고 $\alpha > 0$ 를 만족하는 값을 $\alpha = 3$ 으로 선정하면, 식(7)의 적분기를 포함한 제어대상 $Q(s)$ 는 다음과 같다.

$$Q(s) = \frac{s+\alpha}{s} F_2(s) \frac{1}{s+\alpha} = \frac{s+3}{s} \frac{123.737s+12373.726}{s^2+325.325s+12373.726} \frac{1}{s+3} \quad (14)$$

한편 5.3절의 플랜트 변동조건 ①, ②로부터 식(11)의 $\Delta(s)$ 를 구하면 Fig.4와 같이 된다. 이 $\Delta(s)$ 의 정보를 이용하여 $W_T(s)$ 는 Fig.4에서와 같이 이득이 저주파영역에서 작고, 고주파 영역에서 크도록 다음과 같이 결정한다.

$$W_T(s) = \frac{(s+5)^2}{35000} \quad (15)$$

또한 $W_S(s)$ 는 Fig.4에서와 같이 저주파영역의 감도 저감화를 위해 이득이 저주파에서 크고, 고주파에서 작도록 합과 동시에 식(12)를 만족하면서

제어기가 적분기를 갖도록 다음과 같이 선정한다.

$$W_S(s) = \frac{6000}{s^2} \quad (16)$$

이와 같이 선정된 하중함수에 대해 $\gamma = 1.0$ 일 때, 식(10)을 만족하는 동기제어기는 다음과 같다.

$$C_p(s) = \frac{164235.121s^3 + 62373220.897s^2 + 4941722885.722s + 110663602989.3}{s(936.275s^3 + 264715.452s^2 + 18108796.975)} \quad (17)$$

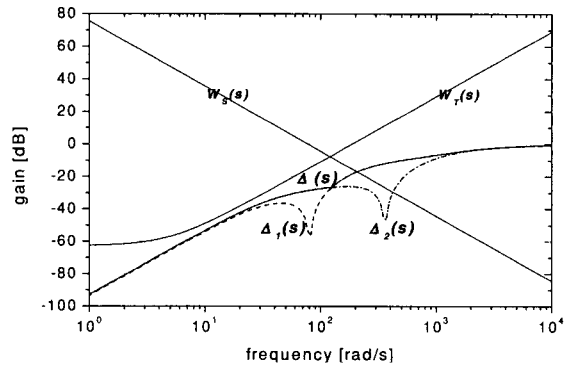


Fig. 4 Multiplicative uncertainty $\Delta_1(s), \Delta_2(s), \Delta(s)$ and weighting function $W_T(s), W_S(s)$

5.3 시뮬레이션

앞 절에서 설계된 모터 1, 2의 속도제어기 $C_1(s), C_2(s)$ 와 동기제어기 $C_p(s)$ 를 이용하여 동기제어계를 구성한 후, 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법의 타당성을 검증한다. 다음은 플랜트의 변동 및 토크 외란이 동기 시스템에 미치는 영향을 검토하기 위한 시뮬레이션 조건이다.

① 모터1, 2의 관성모멘트 J_1, J_2 [kgm²] 및 등가 점성 마찰계수 b_1, b_2 [Nm/rad/s]를 각각 30% 변동.

② 모델링에서 제외된 인덕턴스는 Table 1의 $L_{a1} = 8.90 \cdot 10^{-4}, L_{a2} = 1.07 \cdot 10^{-3}$ [H]를 부가시켜, 플랜트의 차수를 증가.

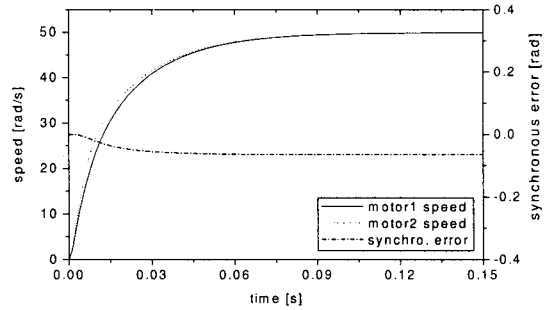
③ 모터1, 2의 정격부하 $T_{R1} = 1.27, T_{R2} = 0.95$ [Nm]의 30%에 해당하는 계단상의 토크외란 인가.

Fig.5~Fig.7에서 Fig.5는 플랜트의 변동이 없는 경우이고, Fig.6과 Fig.7은 플랜트의 변동(시뮬레이션 조건)이 있는 경우이다. 그림의 (a)는 50[rad/s]의 속도지령에 대한 과도상태 및 정상상태의 속도 및 동기오차 응답을 나타내고 있다. (b)는 모터1, 2에 토크 외란이 인가될 경우의 응답을 나타내고 있다.

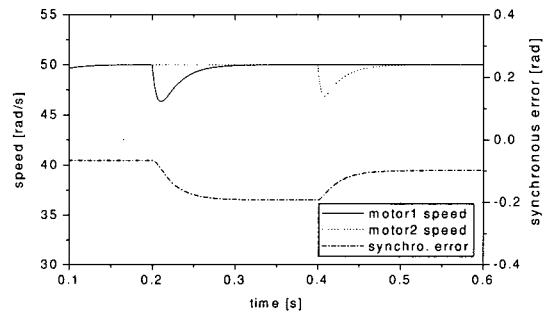
이때 실선은 모터1, 점선은 모터2의 속도응답이고, 일점쇄선은 동기오차이다.

Fig.5는 플랜트가 변동되지 않은 상황에서 동기제어기가 없을 경우, 속도제어기에 의한 양 모터의 속도응답 및 동기오차를 나타내고 있다. Fig.5(a)는 $J_w(t)$ 를 이용하여 양 모터의 속도응답을 근사적으로 일치시킴으로써 과도상태에서 발생하는 동기오차가 감소될 수 있음을 나타내고 있다. Fig.5(b)는 정상상태에서 모터1 또는 모터2에 외란이 인가될 경우, 일정시간이 경과되면 속도제어기에 의해 속도는 회복되나, 회복되는 과정에서 발생된 양 모터간의 속도 차에 의해 동기오차는 더욱 증가됨을 나타내고 있다.

Fig.6은 플랜트가 변동된 상황에서 동기제어기가 없을 경우의 응답이다. Fig.6(a)와 같이 플랜트의 변동이 발생할 경우, 과도상태에서 양 축간의 속도차는 Fig.5(a)에서 보다 더욱 증가하게 된다. Fig.6(b)은 Fig.5(b)와 같이 토크 외란에 의해 동기오차가 더욱 증가된다. 따라서 과도상태 및 정상상태에서 발생하는 동기오차를 제거하기 위해서 동기제어기가 필요함을 알 수 있다.

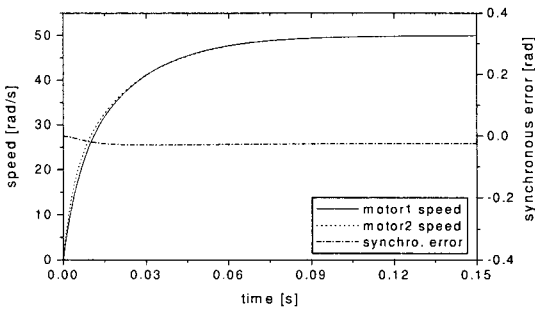


(a) transient state

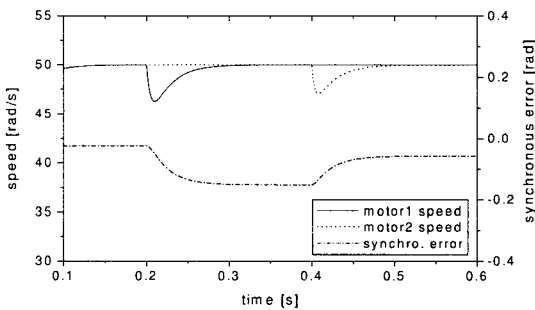


(b) with torque disturbance

Fig. 6 Speed responses and synchronous error under perturbation without synchronous controller

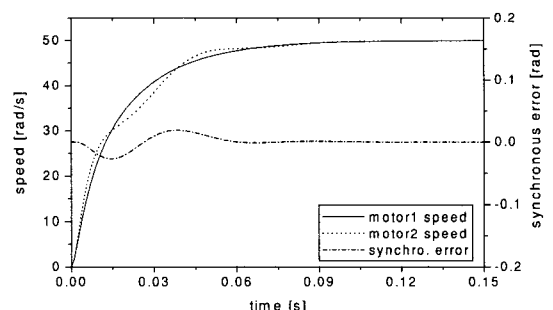


(a) transient state

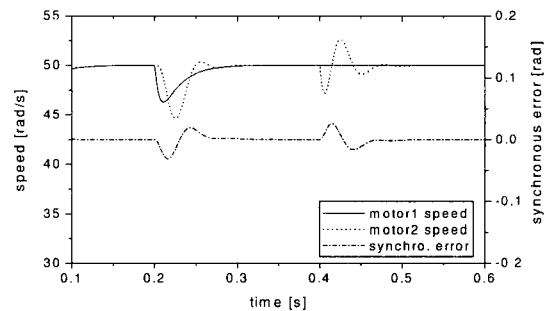


(b) with torque disturbance

Fig. 5 Step responses and synchronous error under non-perturbation on $J_w(t) = 6.65 \cdot 10^{-4}$



(a) transient state



(b) with torque disturbance

Fig. 7 Speed responses and synchronous error under perturbation with synchronous controller

Fig.7은 플랜트가 변동된 상황에서 동기제어기가 있을 경우의 응답이다. Fig.7에서 모터1은 과도 상태 및 외란에 대해 Fig.6과 동일한 속도응답을 나타내고 있다. 그러나 동기제어기의 영향을 받는 모터2의 속도는 과도상태 및 외란에 의해 동기오차가 발생할 경우 가·감속된다. 따라서 과도상태 및 외란에 의해 발생한 동기오차는 모터2의 속도를 조절함으로써 완전히 제거될 수 있었다.

6. 결론

본 연구에서는 H_∞ 제어기법을 이용하여 정밀한 위치동기와 제어계의 강인한 안정성을 고려할 수 있는 동기제어방식이 제안되었다. 그리고 설계된 양 축의 속도제어기와 위치동기제어기를 이용하여 2축 동기제어계를 구성한 후, 시뮬레이션을 통하여 다음 사항을 확인할 수 있었다.

(1) 식(6)의 평가함수 $J_w(t)$ 를 이용하여 양 축간의 속도응답을 근사적으로 일치시킴으로써, 과도 상태에서 발생할 수 있는 위치동기오차를 일차적으로 감소시킬 수 있었다.

(2) 양 축간의 위치동기를 위해서는 제2축만의 속도를 조절함으로써 동기오차의 제거가 가능하였다.

(3) 속도 제어계의 모델 불확실성을 고려하여 설계된 동기 제어계는 강인한 안정성을 갖고 있음을 확인하였다.

이상의 결과로부터 제안된 방식은 2축간의 위치동기를 필요로 하는 천장 크레인시스템 등에 유용하게 이용될 수 있을 것으로 기대된다.

후기

본 연구는 여수대학교 2000년도 학술연구비지원에 의해 연구되었음.

참고문헌

1. 안승욱, 최만수, 박영준, 김재훈, "2축구동방식을 갖는 대형 겐트리 로봇 시스템의 주행속 동기제어," 한국정밀공학회 춘계학술대회논문집, pp. 436~439, 1998.
- 2.鎌野,鈴木,井内,富塚, "アダプティブフィードフ

- ォワード制御を用いた2軸位置同期システム," 計測自動制御學會論文集, Vol. 29, No. 7, pp. 785~791, 1993.
3. 後藤,中村,岡誠,久良, "複數サーボ系における從軸逆ダイナミクスを用いた主軸位置同期制御法," 計測自動制御學會論文集, Vol. 30, No. 6, pp. 669~676, 1994.
4. 中村,冷水,久良, "主軸縱軸關係をもつメカトロサーボ系の主軸位置同期を凶った高精度輪郭制御法," 計測自動制御學會論文集, Vol. 33, No. 4, pp. 274~279, 1997.
5. 변정환, 정석권, 양주호, "다축구동시스템의 정밀 위치동기제어(I)," 한국정밀공학회지, Vol. 13, No. 7, pp. 115~121, 1996.
6. 양주호, 변정환, 김영복, 정석권, "다축구동시스템의 정밀위치동기제어(II)," 한국정밀공학회지, Vol. 14, No. 3, pp. 98~106, 1997.
7. Ogata, K., System Dynamics, PRENTICE HALL, pp. 214~217, 1992.
8. Zhou, K. and Khargonekar, P.P., "An algebraic Riccati approach to H_∞ optimization," Systems & Control Letter, Vol. 11, pp. 85~90, 1988.
9. Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P. P. and Francis, B. A., "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No. 8, pp. 831~847, 1989.
10. Glover, K., and Doyle, J. C., "State-Space Formulae for All Stabilizing Controllers that Safety an H^∞ -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity," Systems and Control Letters, Vol. 11-2, pp. 167~172, 1988.
11. 杉江俊治, H_∞ 制御の基礎, システム制御情報學會編, pp. 49~71, 1992.
12. 美多勉, 劉康志, 栗山和信, "虛軸上に極をもつ重みを許す H_∞ 制御系の設計," 計測自動制御學會論文集, Vol. 29, No. 11, pp. 1320~1329, 1993.
13. Safonov, M. G., Limebeer, D. J. N. and Chiang, R. Y., Robust Control Toolbox User's Guide, The MathWork, 1992.