

외란 관측기를 이용한 2축 구동 시스템의 동기제어

변정환* · 여동준*

(2000년 6월 1일 접수)

Synchronous Control of a Two-Axes Driving System by Disturbance Observer

Jung-hoan Byun and Dong-Jun Yeo

Key Words: Two-Axes Driving System(2축구동시스템), Disturbance Observer(외란관측기), Robust Stability(강인한 안정성), Position Synchronous Control(위치동기제어)

Abstract

In this study, a methodology of synchronous control has been developed that can be applied to position synchronization of a two-axes driving system such as overhead crane. The synchronous error is caused by model uncertainties and torque load at each axis. To overcome these problems, the synchronous control system has been composed of two disturbance observers to calculate the torque disturbance and one synchronous controller to eliminate synchronous error. By considering model uncertainties of each axis, the synchronous controller has been designed using H_∞ control theory. The effectiveness of the proposed method has been verified through simulation.

1. 서론

연속적으로 회전하는 복수 모터(multi-motor)축간의 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 복수 모터의 동시 구동에 의해 이송된다. 그러나 모터간의 이동거리가 다를 경우에는 레일과 휠 플랜지(wheel flange)간의 심한 마찰로 인하여 휠의 마모가 발

생하게 되고, 마모현상이 심할 경우에는 휠이 레일에서 이탈되므로 화물의 이송이 곤란하게 된다.⁽¹⁾ 또한 박판 이송시스템에서 모터 축간의 위치 동기오차는 박판의 두께를 일정하게 하지 않는다. 이와 같이 축간의 위치동기의 정밀성은 이송효율 및 제품의 정도에 중대한 영향을 미친다.

최근, 부하변동 및 과도상태에서도 모터 축간의 정밀한 위치동기를 실현하기 위해, 다양한 동기제어방식이 제안되었다.^(2~7) M. Uchiyama 등⁽²⁾은 2축 시스템의 위치동기법으로 한축을 주축, 다른 한축을 종축으로 하는 마스터-슬레이브(master-slave)방식을 제안하였다. 이 방식에 의하면 동기속도는 종축의 동특성에 의존한다. 鎌野 등⁽³⁾은 적응 피드포워드 제어기의 적응 파라미터를 조정하여 추종오차와 동기오차를 동시에 영으로 수렴시키는 동기제어법을 제안하였는데, 이 방식에 의하면 외란에 대한 안정성은 고정계인의 피드백 제어기에 의존한다. 그리고 後藤 등⁽⁴⁾은 주축의 위치출력을 종축의 입력신호로 하고, 종축의 제어기는 종축 서보시스템의 역 다이내믹스를 이용한 동기제어법을 제안하였으며, 이 방식

* 회원, 여수대학교 기관공학과

E-mail : bjh@yosu.ac.kr

TEL : (061)640-6236 FAX : (061)640-6109

은 외란이 종축에 인가될 경우에는 정밀한 위치 동기를 기대하기 어렵다. 中村 등⁽⁵⁾은 後藤 등⁽⁴⁾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⁽⁶⁾은 PID 제어기를 이용하여, 속도제어기와 동기제어기로 구성되는 고정구조의 동기제어법을 제안하였으며, 이 방식은 주축에 외란이 인가될 경우, 종축의 속도를 변화시켜야만 동기가 가능하다. 또한 양 등⁽⁷⁾은 2축 중에서 상대적으로 외란이 적게 인가된 축의 속도를 감속시키지 않고 위치 동기를 실현할 수 있도록, 가변구조의 동기제어법을 제안하였다.

그리고 淺野 등⁽⁸⁾은 몰드(mold) 내의 용해된 강(molten steel)의 레벨 제어에, 土手 등⁽⁹⁾은 모터의 속도제어에 외란 관측기(disturbance observer)를 적용하였으며, 이 관측기의 이론적 타당성을 검증하였다.

본 연구에서는 외란에 적극적으로 대처할 수 있는 외란 관측기⁽⁸⁾의 유용한 점과 H_∞ 제어기법을 이용하여, 2축 구동 시스템의 정밀한 위치동기와 강인한 안정성(robust stability)를 동시에 고려할 수 있는 위치동기제어 방식을 제안한다.

이 위치동기시스템은 각 축의 속도제어기와 외란 관측기, 그리고 위치동기제어기로 구성된다. 속도제어기는 PID 제어기를 이용하며, 이것은 속도지령을 추종하도록 설계된다. 그리고 외란 관측기는 외란이 위치동기에 미치는 영향을 감소시킬 목적으로 설계된다. 그리고 위치동기제어기는 과도상태 및 외란에 의해 발생하는 위치동기오차의 완전한 제거와 속도제어계의 모델 불확실성(model uncertainty)을 고려하여 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, 이를 수행하기 위한 위치동기 제어계의 개략도는 Fig. 1과 같다. 이 제어계는 모터 $M_1(s)$, $M_2(s)$, 속도제어기 $C_1(s)$, $C_2(s)$, 외란 관측기 $O_1(s)$,

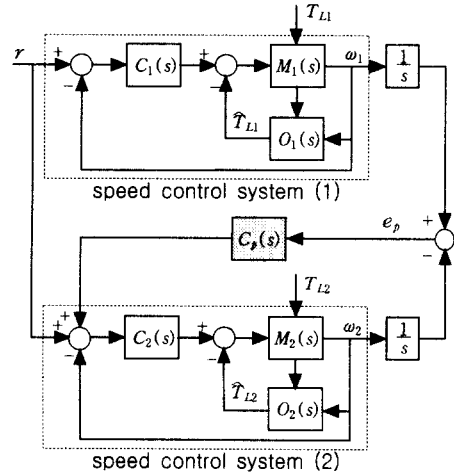


Fig. 1 Schematic diagram of the proposed position synchronous control system for a two-axes driving system

$O_2(s)$, 위치동기제어기 $C_p(s)$ 로 구성된다.

본 연구에서 영으로 수렴시키고자 하는 위치동기오차 e_p 는 속도지령 r 에 대해서 과도 및 정상 상태에서 발생하는 속도출력 ω_1 과 ω_2 의 속도 차의 적분치에 해당한다. 이 속도 차는 정상상태에서는 양 축의 동특성의 불일치에 의해, 과도상태에서는 각 축에 인가되는 토크 외란 T_{L1} , T_{L2} 에 의해 발생된다.

속도제어기와 외란 관측기, 동기제어기의 역할은 다음과 같다. 양 축의 속도제어기는 오버슈터를 발생시키지 않고 속도지령 r 을 추종하도록 한다. 그리고 양 축의 외란 관측기는 관측된 외란 \hat{T}_{L1} , \hat{T}_{L2} 를 모터에 직접 보상함으로써 외란 T_{L1} , T_{L2} 가 속도출력 ω_1 , ω_2 에 미치는 영향을 억제한다. 즉, 이 관측기는 정상상태에서 외란이 인가된 축의 속도를 빠른 시간 내에 회복시켜 양 축간의 속도 차를 감소시킨다. 이것은 위치동기오차 e_p 가 속도제어계에서 일차적으로 감소됨을 의미한다.

그러나 외란 관측기는 외란 및 동특성의 불일치에 의해 발생된 위치동기오차 e_p 를 제거할 수 없으므로, Fig. 1에서와 같이 독립된 제1, 2축의 속도제어계에 위치동기제어기 $C_p(s)$ 를 갖는 피드백 루프를 부가한다. 이 $C_p(s)$ 는 제2축의 속도를 조절하여 e_p 를 영으로 수렴시키는 역할을 한다. 또한 이 $C_p(s)$ 는 위치동기제어계의 강인한 안정성

을 위하여 양 축 속도제어계의 모델 불확실성을 고려하여 설계된다.

3. 모델링

Fig. 1에서 제어대상인 모터는 전기자 제어방식의 직류 서보 모터를 이용한다. 회로방정식을 이용하여 모터의 전기자 전압입력 e_{ai} 에서 속도출력 ω_i 까지의 모터의 전달함수는 식 (1)과 같이 1차계로 표현할 수 있다.

$$M_i(s) = \frac{\omega_i(s)}{e_{ai}(s)} = \frac{K_{Ti}}{R_{ai}Js + R_{ai}b_i + K_{Ti}K_{bi}} \quad (1)$$

여기서 $R_{ai}[\Omega]$: 전기자저항, $K_{bi}[\text{V/rad/s}]$: 역기전력 상수, $K_{Ti}[\text{Nm/A}]$: 토크 상수, $J_i[\text{kgm}^2]$: 관성모멘트, $b_i[\text{Nm/rad/s}]$: 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 속도 제어기는 제어대상이 오차 없이 목표치를 추종함과 동시에 과도상태에서 양 축의 속도응답이 일치하도록 설계되면 이상적이다. 즉, 양 축의 속도응답이 일치하게 되면 외란이 인가되지 않는 한 동기오차는 발생하지 않는다.

한편 정상상태에서의 동기오차는 외란에 의해 발생된다. 이 외란에 적극적으로 대처하기 위하여 양 축에 저주파 필터를 갖는 외란 관측기를 부가한다. 그리고 Fig.1에서 제 1축의 외란에 의해 제 1축의 속도가 감소되면, 제 2축에는 외란이 인가되지 않았음에도 불구하고 제 2축의 속도를 동시에 감소시킴으로써 동기오차의 제거가 가능하게 된다. 따라서 제 1축의 외란 관측기를 외란에 강인하도록 설계하면, 동기 제어기에 의한 제 2축의 불필요한 속도조절이 감소하게 된다.

4.1.1 외란 관측기⁽⁸⁾

Fig. 2는 관측된 외란 \hat{T}_{Li} 를 모터에 직접 보상함으로써, 외란 T_{Li} 이 속도출력 ω_i 에 미치는 영향을 억제할 목적으로 이용된 외란 관측기의 블록도이다.

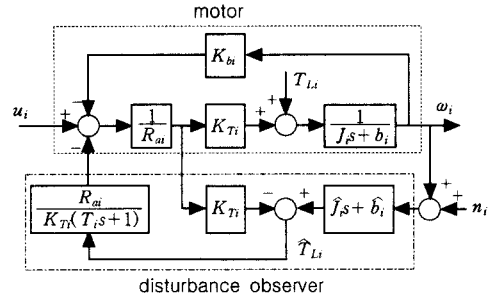


Fig. 2 Block diagram of disturbance observer

이 관측기는 전기자 전류의 제측⁽⁹⁾을 전제로 하여, $1/(J_i s + b_i)$ 의 역모델 $\hat{f}_j s + \hat{b}_i$ 와 관측기의 구현이 가능하도록 하기 위한 필터 $1/(T_i s + 1)$ 등으로 구성된다. 그리고 토크 외란 T_{Li} 및 측정잡음 n_i 에서 속도출력 ω_i 까지의 전달함수를 구하면 각각 식 (2), (3)과 같다.

$$\Omega_{Ti}(s) = \frac{\omega_i(s)}{T_{Li}(s)} = \frac{R_{ai} T_i s}{(T_i s + 1)(R_{ai} J_i s + R_{ai} b_i + K_{Ti} K_{bi})} \quad (2)$$

$$\Omega_{ni}(s) = \frac{\omega_i(s)}{n_i(s)} = \frac{-R_{ai}(J_i s + b_i)}{(T_i s + 1)(R_{ai} J_i s + R_{ai} b_i + K_{Ti} K_{bi})} \quad (3)$$

또한 제어입력 u_i 에서 속도출력 ω_i 까지의 전달함수는 다음과 같다.

$$P_i(s) = \frac{\omega_i(s)}{u_i(s)} = \frac{K_{Ti}}{R_{ai} J_i s + R_{ai} b_i + K_{Ti} K_{bi}} \quad (4)$$

이때 식 (2)에서 양호한 외란 억제성능을 얻기 위해서는 필터의 시정수 T_i 가 작아야 한다. 그러나 T_i 를 작게 하면, 식 (3)에서 측정잡음 n_i 가 속도출력 ω_i 에 미치는 영향이 증가되므로 T_i 에 대한 적절한 절충(trade off)이 요구된다.

한편 식 (2)~(4)는 $\hat{f}_j s + \hat{b}_i$ 와 $J_i s + b_i$ 간에 모델링 오차가 없다는 가정 하에서 구해진 전달함수이다. 그러나 이 가정은 실제에서는 기대하기 곤란하므로 동기제어계의 안정성을 위해 $\hat{f}_j s + \hat{b}_i$ 와 $J_i s + b_i$ 의 모델링 오차를 고려한 위치동기제어기의 설계가 요구된다.

4.1.2 속도 제어기

양 축의 속도제어기 $C_i(s)$ 는 식 (5)의 PID 제어기를 이용한다.

$$C_i(s) = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{T_{ii} s} + T_{di} s \right) \quad (5)$$

여기서 K_{pi} 는 비례게인, T_{ii} 는 적분시간, T_{di} 는 미분시간을 의미한다. 제1축의 속도제어기 $C_1(s)$ 는 제2축이 가능한 한 쉽게 제1축을 추종하기 위해 오버슈터를 발생시키지 않도록 설계한다. 그리고 양 축의 속도 페루프 전달함수 $F_i(s)$ 는 식 (4), (5)를 이용면 식 (6)과 같이 된다.

$$F_i(s) = \frac{\omega_i(s)}{r(s)} = \frac{P_i(s)C_i(s)}{1 + P_i(s)C_i(s)} \quad (6)$$

(1) 제1축 속도제어기

식 (6)에서 $C_i(s) = K_{pi}$ 로 두면, 특성방정식은 $1 + K_{pi}P_i(s) = 0$ 로 된다. 이때 K_{pi} 의 변화에 따른 근궤적선도로부터 설계조건을 만족하는 실수축상의 극점 σ_1, σ_2 중에서 한 극점 σ_1 을 지정한다. 이 극점 σ_1 에 대응하는 K_{pi} 를 속도제어기의 비례게인으로 선정한다. 그리고 식 (6)의 특성방정식 $1 + P_1 C_1(s) = 0$ 과 $s^2 - (\sigma_1 + \sigma_2)s + \sigma_1\sigma_2 = 0$ 의 계수를 비교하면 T_{d1}, T_{i1} 는 다음과 같이 결정된다.

$$T_{i1} = \frac{K_{T1}K_{p1}(\sigma_1 + \sigma_2)}{\sigma_1\sigma_2 \cdot [R_{a1}J_1(\sigma_1 + \sigma_2) - R_{a1}b_1 - K_{T1}(K_{b1} + K_{p1}) - R_{a1}J_1(\sigma_1 + \sigma_2)]} \quad (7)$$

$$T_{d1} = \frac{-[R_{a1}b_1 + K_{T1}(K_{b1} + K_{p1}) + R_{a1}J_1(\sigma_1 + \sigma_2)]}{K_{T1}K_{p1}(\sigma_1 + \sigma_2)}$$

(2) 제2축 속도제어기

Fig. 1에서 제 1축 속도제어기 $F_1(s)$ 와 제 2축의 속도제어기 $F_2(s)$ 의 시간응답이 과도상태 및 정상상태에서 정확히 일치되면, 축간의 속도 차가 발생하지 않으므로 위치동기오차 e_p 는 영이 된다. 따라서 식 (6)에 포함되어 있는 제2축의 속도제어기 $C_2(s)$ 의 계수값은 다음의 조건이 만족되도록 설계할 필요가 있다.

$$F_1(s) = F_2(s) \quad (8)$$

한편 식 (8)의 조건을 만족시키는 $C_2(s)$ 의 계수값을 구하기 위한 한 방법으로 식 (9)의 평가함수 $J_w(t)$ 를 이용한다. 이때 $J_w(t)$ 가 영에 근사하도록 되는 $C_2(s)$ 의 계수(K_{R2}, T_{R2}, T_{d2})값은 시행착오적으로 구한다.

$$J_w(t) = \int |\omega_1(t) - \omega_2(t)| dt \quad (9)$$

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. 3은 관측기를 포함한 양 축의 속도제어계 $F_1(s), F_2(s)$ 와 동기 제어기 $C_p(s)$ 로 구성되는 제안된 동기 제어계의 블록도이다. 이때 $F_1(s)$ 와 $F_2(s)$ 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. 이 $F_2(s)$ 에 대한 $F_1(s)$ 의 불확실성을 $\Delta(s)$ 로 나타내면 Fig. 4와 같다. Fig. 4에서 $\Delta(s)$ 는 고주파 영역의 이득이 크게되는 곱셈형 불확실성(multiplicative uncertainty), d 는 일정 시간동안 제거되지 않은 토크 외란 T_L 이 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⁽¹⁰⁻¹²⁾로 설계될 수 있다.

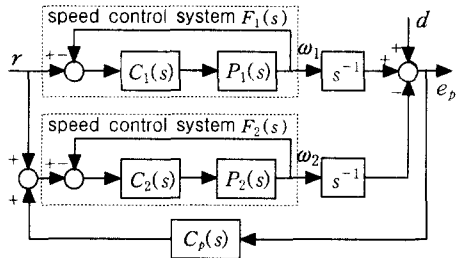


Fig. 3 Block diagram for the position synchronous controller design

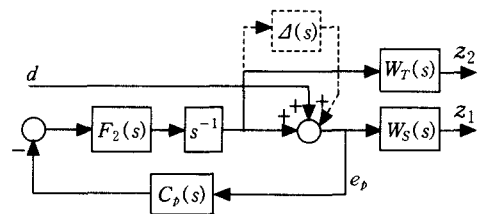


Fig. 4 Model uncertainty and disturbance

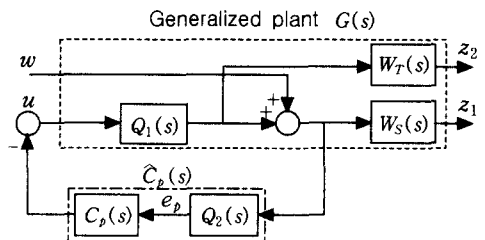


Fig. 5 Generalized plant $G(s)$ with the controller

그러나 Fig. 4에서 제어대상이 적분특성을 가지면 일반적인 혼합감도문제로는 안정화 제어기가 존재하기 위한 가정을 만족시키지 못하므로, 하중함수에 적분기를 포함시켜 표준문제의 가정을 만족시키는 설계기법^(13, 14)을 이용하여 $C_p(s)$ 를 구할 수 있다. 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. 5와 같다. 이때 w 는 외란(d), 모델 불확실성(Δ) 등의 외부입력, u 는 제어입력, z_1, z_2 는 제어량, e_p 는 동기오차를 의미한다. 그리고 $Q(s)$ 를 식 (10)의 형식으로 나타내면, $Q_1(s)$ 는 허축 상에 극점과 영점이 없고, $Q_2(s)$ 는 극이 허축 상에 있고 분자와 분모의 다항식의 차수가 같은 전달함수이다.

$$Q(s) = Q_2(s) \cdot Q_1(s) \tag{10}$$

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

한편 Fig. 5의 일반화 플랜트 $G(s)$ 는 식 (11)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ e_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_S(s) & -W_S(s)Q_1(s) \\ 0 & -W_T(s)Q_1(s) \\ Q_2(s) & -Q(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \tag{11}$$

이때 w 에서 z_1, z_2 로의 전달함수는 식 (12)와 같고, 이것은 일반적인 혼합감도문제로 된다.

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} W_S(s) & S(s) \\ W_T(s) & T(s) \end{bmatrix} \tag{12}$$

여기서 $T(s) = Q_1(s) C_p(s) Q_2(s) \cdot [I + Q_1(s) C_p(s) Q_2(s)]^{-1}$,

$S(s) = (I + Q_1(s) C_p(s) Q_2(s))^{-1}$ 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 (13)의 부등식을 만족하는 동기제어기 $\hat{C}_p(s)$ 를 구할 수 있다.

$$\|T_{zw}(s)\|_{\infty} < \gamma \tag{13}$$

$W_S(s)$, $W_T(s)$ 의 선정기준은 다음과 같다. 본 연구에서는 식 (14)와 같이 고주파영역의 불확실성을 상세히 표현할 수 있는 곱셈형 불확실성 $\Delta(s)$ 를 이용한다. 이 $\Delta(s)$ 는 $F_2(s)$ 에 대한 실제 플랜트 $\bar{F}_1(s)$ 와 $\bar{F}_2(s)$ 의 최대의 변동을 고려한 것이다.

$$\Delta(s) = \begin{cases} \Delta_1(s) & |\Delta_1(s)| \geq |\Delta_2(s)| \\ \Delta_2(s) & |\Delta_2(s)| > |\Delta_1(s)| \end{cases} \tag{14}$$

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

$W_T(s)$ 는 $\Delta(s)$ 의 정보로부터 계인이 저주파 영역에서 작고, 고주파 영역에서 크도록 선정한다.

또한 $W_S(s)$ 는 저주파 영역의 감도 저감화를 위하여 계인이 저주파 영역에서 크고, 고주파 영역에서 작도록 함과 동시에 식 (15)를 만족하도록 선정한다.

$$W_S(s) = Q_2(s) \cdot \bar{W}_S(s), \quad \bar{W}_S(s) \in RH_{\infty} \tag{15}$$

이와 같이 적절히 선정된 주파수 하중함수 $W_T(s)$, $W_S(s)$ 에 대해, 식 (13)을 만족하는 제어기 $\hat{C}_p(s)$ 는 MATLAB의 Robust Tool⁽¹⁵⁾을 이용하여 구한다. Fig. 4에서 실제 모터에 이용되는 동기 제어기 $C_p(s)$ 는 식 (16)과 같이 된다.

$$C_p(s) = \hat{C}_p(s) \cdot Q_2^{-1}(s) \tag{16}$$

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.

Table 1 The parameters of motor1, 2

parameter \ motor	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_e [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]	$9.0000 \cdot 10^{-3}$	$8.0000 \cdot 10^{-4}$

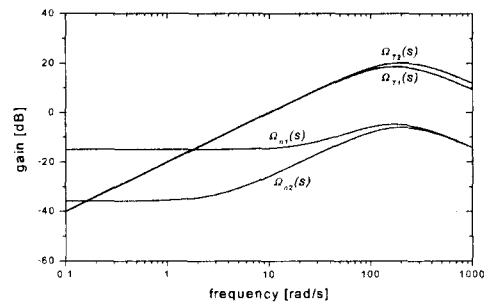


Fig. 6 Bode plots of $Q_T(s)$, $Q_{n1}(s)$, $Q_{T2}(s)$, $Q_{n2}(s)$

5.1 관측기의 필터 시정수

필터의 시정수 T_i 를 외란에 대한 감도 저감화와 측정잡음을 고려하여 $T_1 = T_2 = 0.005$ 로 설정한다. Fig. 6은 식 (2), (3)에 대한 양 축의 주파수응답이다.

5.2 속도제어기의 계수값

양 축의 속도제어기 계수값은 각각 식 (7)의 극점지정과 식 (9)의 평가함수 $J_w(t)$ 를 이용하여 구한다. Table 2는 $K_{p1} = 0.2, \sigma_1 = -193, \sigma_2 = -43.3, J_w(t) = 2.05 \cdot 10^{-4}$ 일 경우의 $C_1(s), C_2(s)$ 계수값이다. Fig. 7은 양 축의 속도응답이며, 두 응답이 거의 일치하므로 동기오차도 영에 근사적이다.

5.3 동기제어기

Table 1, 2에서 모터2 및 속도제어기 $C_2(s)$ 의 계수값을 식 (1)과 식 (5)에 대입하여, 제 2축 속도 제어기의 전달함수 $F_2(s)$ 를 구한다. 그리고 $\alpha > 0$ 를 만족하는 값을 $\alpha = 3$ 으로 선정하면, 식 (10)의 적분기를 포함한 제어대상 $Q(s)$ 는 다음과 같다.

$$Q(s) = \frac{s+\alpha}{s} \cdot F_2(s) \frac{1}{s+\alpha} = \frac{s+3}{s} \cdot \frac{0.064803s^2 + 115.7188s + 11571.877}{s^2 + 304.2431s + 11571.877} \frac{1}{s+3} \quad (17)$$

그리고 5.4절의 플랜트 변동 조건 ①, ②로부터 식 (14)의 $\Delta(s)$ 를 구하여 $W_T(s)$ 를 다음과 같이 결정한다.

$$W_T(s) = \frac{(s+6)^2}{9000} \quad (18)$$

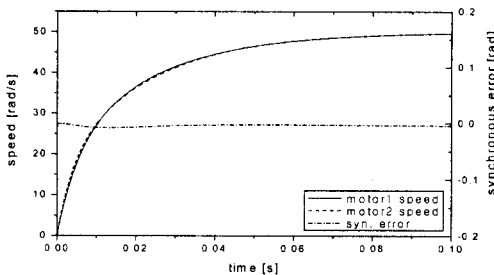


Fig. 7 Step responses and synchronous error on

$$J_w(t) = 2.05 \cdot 10^{-4}$$

Table 2 Parameters of speed controller

parameter controller	K_{p1}	T_{i1}	T_{d1}
$C_1(s)$	$2.0 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-2}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$
$C_2(s)$	$1.4 \cdot 10^{-1}$	$1.0 \cdot 10^{-2}$	$5.6 \cdot 10^{-4}$

또한 식 (15)를 만족하면서 제어기가 적분기를 갖도록 선정된 $W_S(s)$ 은 다음과 같다.

$$W_S(s) = \frac{1500}{s^2} \quad (19)$$

이와 같이 선정된 하중함수에 대해 $\gamma = 1.0$ 일 때, 식 (13)을 만족하는 동기제어기 다음과 같다.

$$C_p(s) = \frac{1.7093134 \cdot 10^5 s^3 + 5.6610319 \cdot 10^7 s^2 + 3.4175240 \cdot 10^9 s + 5.4840472 \cdot 10^{10}}{s(4.2719790 \cdot 10^3 s^3 + 6.7040303 \cdot 10^5 s^2 + 3.4887444 \cdot 10^7)} \quad (20)$$

5.4 시뮬레이션

앞 절에서 설계된 모터 1, 2의 외란 관측기, 속도 제어기와 동기 제어기를 이용하여 동기 제어 계를 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 [Nm/s²] 및 등가 점성 마찰계수 b_1, b_2 [Nm/rad/s]를 각각 30% 변동시킨다.

② 모델링에서 제외된 인덕턴스는 Table 1의 $L_{a1} = 8.9000 \cdot 10^{-4}, L_{a2} = 1.0700 \cdot 10^{-3}$ [H]를 부가시켜, 플랜트의 차수를 증가시킨다.

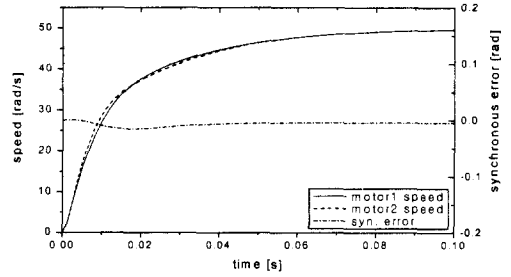
③ 모터1, 2 정격부하 $T_{r1} = 1.27, T_{r2} = 0.95$ [Nm]의 30%에 해당하는 계단상의 외란을 인가한다.

Fig. 8~Fig. 10에서 (a)는 50[rad/s]의 속도지령에 대한 과도상태 및 정상상태의 속도 및 동기오차 응답을 나타내고 있다. 그리고 (b)는 (a)의 연속 응답으로 모터1(0.2[s]), 모터2(0.4[s])에 외란이 인가될 경우의 응답을 나타내고 있다. 이때 실선은 모터1, 점선은 모터2의 속도응답이고, 일점쇄선은 동기오차이다.

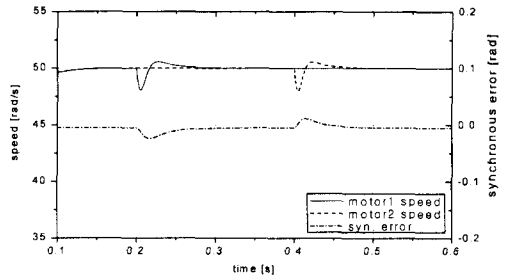
Fig. 8은 외란 관측기 및 동기제어기가 없을 경우의 응답이다. 5.2절에서 모터1, 2의 응답이 거의 일치되도록 속도 제어기를 설계함으로써 동기오차는 Fig. 7과 같이 영에 근사하였다. 그러나 플랜트의 변동이 발생될 경우에는 Fig. 8(a)와 같이 모터1, 2의 속도응답이 일치하지 않게 된다. 즉 플랜트의 변동으로 인해 과도상태에서 모터1, 2의 속도 차가 누적되어 동기오차로 나타남을 알 수 있다. Fig. 8(b)는 외란이 인가될 경우 일정한 시간이 경과되면 모터1, 2의 속도는 회복되나, 회복되는 과정에서 발생된 모터1, 2의 속도 차에 의해 동기오차는 더욱 증가됨을 나타내고 있다.

Fig. 9는 동기제어기는 없고, 외란 관측기만 있을 경우이다. 변동된 모터의 J_i, b_i 이 관측기의 \hat{J}_i, \hat{b}_i 에 비해 큰 경우, 과도상태에서 관측기의 \hat{T}_{Li} 가 증가되어 모터의 속도는 증가된다. 한편 $J_1 > J_2, b_1 > b_2$ 이면 $\hat{T}_{L1} > \hat{T}_{L2}$ 이 되어 모터1의 속도가 상대적으로 모터2 보다 증가되므로 동기오차는 동기제어기의 역할과 관계없이 감소하게 된다. 즉, Fig. 9(a)에서 양 모터간의 속도 차가 Fig. 8(a)에 비해 감소되므로 Fig. 9(a)의 동기오차도 Fig. 8(a)에 비해 감소하게 된다. Fig. 9(b)는 외란이 인가될 경우, 관측기에 의해 Fig. 8(b)보다 빠르게 외란이 제거되므로 동기오차가 감소됨을 나타내고 있다. 그러나 동기오차를 완전히 제거하기 위해서는 동기제어기가 필요로 된다.

Fig. 10은 외란 관측기 및 동기제어기가 있을 경우의 응답이다. Fig. 10에서 모터1은 과도상태 및 외란에 대해 Fig. 9와 동일한 속도응답을 나타내고 있다. 그러나 동기제어기의 영향을 받는 모터2의 속도는 동기오차가 발생될 경우 가·감속된다. 따라서 과도상태 및 외란에 의해 발생된 동기오차는 모터2의 속도를 조절함으로써 완전히 제거될 수 있었다.

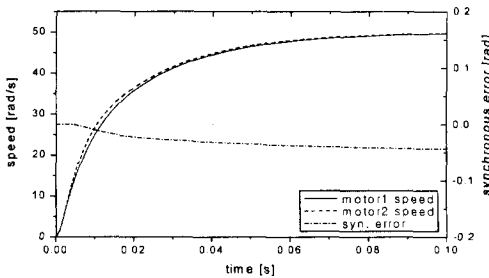


(a) Transient state

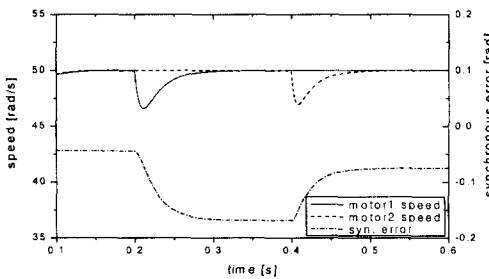


(b) With torque disturbance

Fig. 9 Speed responses and synchronous error with observer, without synchronous controller

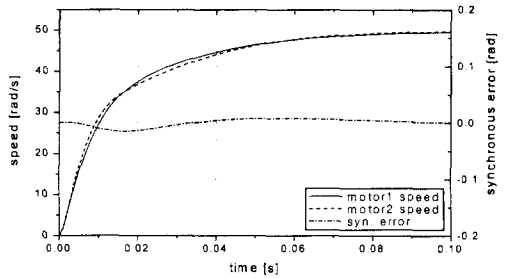


(a) Transient state

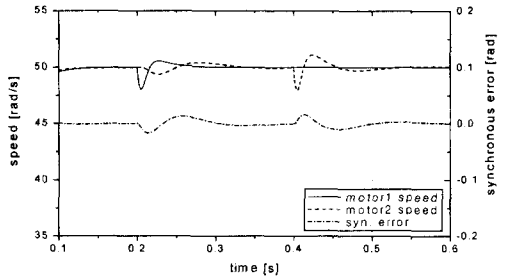


(b) With torque disturbance

Fig. 8 Speed responses and synchronous error without observer and synchronous controller



(a) Transient state



(b) With torque disturbance

Fig. 10 Speed responses and synchronous error with observer and synchronous controller

6. 결 론

본 연구에서는 외란 관측기와 H_∞ 제어기법을 이용하여 정밀한 위치동기와 제어계의 강인한 안정성을 고려할 수 있는 동기제어방식이 제안되었다. 그리고 설계된 외란 관측기와 속도 제어기, 위치동기 제어기를 이용하여 2축 동기제어계를 구성한 후, 시뮬레이션을 통하여 다음 사항을 확인할 수 있었다.

(1) 동기 제어계에 외란 관측기를 이용함으로써 외란에 의해 발생하는 동기오차를 1차적으로 감소시킬 수 있었다.

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

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

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

참고문헌

- (1) 안승욱, 최만수, 박영준, 김재훈, 1998, "2축구동방식을 갖는 대형 겐트리 로봇 시스템의 주행축 동기제어," 한국정밀공학회 춘계학술대회는 문집, pp. 436~439.
- (2) Uchiyama, M. and Nakamura, Y., 1998, "Symmetric Hybrid Position / Force Control of Two Cooperating Robot Manipulators," *Proceedings of 1988 IEEE International Workshop on Intelligent Robots and Systems*, pp. 512~520.
- (3)鎌野,鈴木,井内,富塚, 1993, "アダプティブ 피드포워드제어를 이용한 2축 위치同期 시스템," 測自動制御學會論文集, Vol. 29, No. 7, pp. 785~791.
- (4) 後藤, 中村, 岡誠, 久良, 1994, "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.

- (5) 中村, 冷水, 久良, 1997, "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図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.
- (6) 변정환, 정석권, 양주호, 1996, "다축구동시스템의 정밀위치동기제어(I)," 한국정밀공학회지, Vol. 13, No. 7, pp. 115~121.
- (7) 양주호, 변정환, 김영복, 정석권, 1997, "다축구동시스템의 정밀위치동기제어(II)," 한국정밀공학회지, Vol. 14, No. 3, pp. 98~106.
- (8) 淺野一哉, 可地孝行, 青木秀未, 茨木通雄, 森脇三郎, 1994, "外亂オブザーバを用いた連鑄モールド内溶鋼レベル制御," 計測自動制御學會論文集, Vol. 30, No. 7, pp. 836~844.
- (9) 土手康彦, 原島文雄, 1993, モーションコントロール, コロナ社, pp. 93~100.
- (10) Zhou, K. and Khargonekar, P. P., 1998, "An Algebraic Riccati Approach to H_∞ Optimization," *Systems & Control Letter*, Vol. 11, pp. 85~90.
- (11) Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P. P. and Francis, B. A., 1989, "State-space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34, No. 8, pp. 831~847.
- (12) Glover, K. and Doyle, J. C., 1988, "State-Space Formulae for All Stabilizing Controllers that Satisfy an H^∞ -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity," *Systems and Control Letters*, Vol. 11-2, pp. 167~172.
- (13) 杉江俊治, 1992, H_∞ 制御の基礎, システム制御情報學會編, pp. 49~71.
- (14) 美多勉, 劉康志, 栗山和信, 1993, "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.
- (15) Safonov, M. G., Limebeer, D. J. N. and Chiang, R. Y., 1992, *Robust Control Toolbox User's Guide*, The MathWork.