

VSS 및 H_∞ 제어법에 의한 2축 위치 동기 제어

Position Synchronizing Control of Two Axes System Using by VSS and H_∞ Control

° 변정환*, 김영복**, 정석권***, 양주호**

부경대학교 대학원(Tel: 051-620-6856; Fax: 628-7433)
부경대학교 해양산업개발연구소(Tel: 051-620-6257; Fax: 627-1096)
부경대학교 제어기계공학과(Tel: 051-620-6856; Fax: 628-7433)

Abstract In this paper, a new method of position synchronizing control is proposed for multi-axes driving system. The proposed synchronizing control system is constituted with speed and synchronizing controller. The structure of synchronizing control system is varied by sign of synchronizing error. When a disturbance input becomes added to one axis, this axis becomes slave axis. The other axis is master axis. Therefore, master axis is not influenced by the disturbance. The speed controller of the first axis is designed by H_∞ control theory. The speed controller of the second axis is designed by inverse dynamics of speed control system of the first axis. The speed control system designed with H_∞ controller guarantees low sensitivity for the disturbance as well as robustness against model uncertainties. Especially, the synchronizing controller is designed to keep position error to minimize by controlling speed of slave axis. The effectiveness of the proposed method is successfully confirmed through several experiments.

Key words Position Synchronizing Control, Variable Structure System, Inverse Dynamics, H_∞ Controller

1. 서 론

산업현장에서 연속적으로 회전하는 축간의 위치 동기법은 단일축 구동(single-axis driving)방식이 널리 이용되고 있다. 이 방식은 단일의 모터 축에 다수의 기어와 캠을 결합시켜, 기계적으로 복수의 축을 동기시키므로 간단히 정밀한 위치동기를 취할 수 있는 장점이 있다. 그러나 이 방식은 장치가 거대화 되며, 기어의 정기적인 점검 및 보수를 필요로 하는 등의 문제점이 있다. 이러한 문제점은 복수의 모터를 개별적으로 구동하면서 축간의 위치를 동기시키는 다축 구동(multi-axes driving)방식을 적용함으로써 개선될 수 있다. 그러나 이 방식은 기계적인 구속력에 의한 축간의 위치동기를 소프트웨어적인 제어 알고리즘으로 실현해야 한다. 즉, 다축 구동 방식으로 정밀한 위치동기를 취하기 위해서는 적절한 동기화 제어가 요구된다.

Goto등은 마스터-슬레이브(master-slave)방식의 관점에서 주축의 위치출력을 종축의 입력신호로 하며, 종축의 제어기는 종축 서보시스템의 역다이나믹스를 이용한 위치 동기화 제어법을 제안한 바 있다[1]. 이 방식에 의하면 동기화의 정도는 종축 역다이나믹스의 모델링의 정확성에 의존하게 되며, 특히, 외란이 종축에 인가될 경우에는 정밀한 동기화를 기대하기 어렵다.

한편, 저자등은 속도 제어기 및 동기화 제어기로 간단히 동기화 제어시스템을 구성한 후, 과도상태부터 종축만의 속도를 가·감속하여 정밀한 위치동기를 실현할 수 있는 고정구조의 동기화 제어법을 제안한 바 있다[2]. 이 방식은 주축 또는 종축 중 임의의 축에 외란이 인가되더라도 종축만의 속도를 가·감속하여 동기화 오차를 제거할 수 있다. 그러나 이 방식은 주축과 종축이 고정되어 있고, 또한 위치 동기화 오차의 최소화에 주목하였으므로, 주축에 외란이 인가될 때 동기화는 종축의 속도응답을 희생시킴으로써 가능하게 된다.

본 연구에서는 외란이 인가되지 않은 축의 속도응답을 희생시키지 않고, 또한 외란에 대해 강인성을 갖는 동기화 시스템을 구축하기 위해, 가변구조시스템(VSS) 및 H_∞ 제어기법을 이용한 동기화 제어법을 제안한다. 여기서 동기화 제어시스템은 속도지령

을 추종하기 위한 속도 제어기와 동기화 오차를 영으로 수렴시키기 위한 동기화 제어기로 구성된다. 제안된 방식에 의하면, 동기화 오차의 부호에 따라서 외란이 큰 축을 종축, 작은 축을 주축으로 가변할 수 있다. 이 때, 동기화 제어기는 외란이 상대적으로 크게 인가된 종축만의 속도를 조절하여 동기화 오차를 영으로 수렴시킨다. 따라서 외란이 상대적으로 작은 주축은 동기화 제어기의 영향을 받지 않으므로 속도를 희생시키지 않게 된다. 한편, 외란이 동기화에 미치는 영향을 고려하여 강인한 속도 제어시스템을 구성하는 것은 고정도의 위치 동기화를 실현하기 위해서 대단히 중요하다. 그러므로 두축 중에서 임의의 한축(제1축)의 속도 제어기는 모델의 불확실성 및 외란에 대한 감도 저감화를 설계 초기부터 고려하여 체계적인 절차로 강인한 제어시스템을 구성할 수 있는 H_∞ 제어기법을 이용하여 구한다. 그리고 다른 한축(제2축)의 속도 제어기는 가능한 한 제1축의 거동과 일치하도록 설계할 필요가 있으므로, 제1축 속도제어 시스템의 역다이나믹스를 이용함으로써 간단히 로버스트한 속도 제어를 구한다. 한편, 동기화 제어기는 일반적인 PID 제어를 이용한다. 끝으로, 제안하는 방식의 타당성을 검증하기 위하여 두대의 DC 서보모터를 이용하여 2축 구동시스템을 구성한 후, 실험을 통하여 본 방식의 유효성을 확인한다.

2. 동기화 제어시스템

2.1 가변구조를 이용한 동기화 제어시스템의 구성

제안하는 가변구조를 이용한 동기화 제어시스템의 구성은 Fig. 1과 같다. 그림에서 P_1 , P_2 는 제1축 및 2축의 제어대상, C_1 , C_2 는 각 축의 속도 제어기, C_S 는 동기화 제어기이다. 그리고 r 은 각축에 대한 동일의 속도지령, y_1 , y_2 는 각축의 속도 출력, d_1 , d_2 는 각축에 인가되는 외란, n_1 , n_2 는 각축의 관측 잡음을 의미한다. 그리고 e_S 는 축간의 위치 차, 즉 동기화 오차이다.

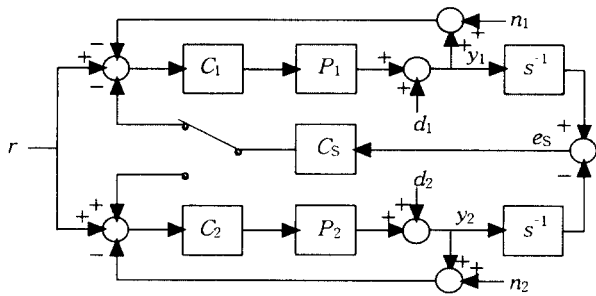


그림 1. 제안된 동기화 제어시스템의 블록선도

Fig. 1. Block diagram of the proposed position synchronizing control system

본 시스템의 목적은 연속적으로 회전하는 양축 중에서 임의의 한축에 외란이 인가될 경우, 외란이 인가되지 않은 축의 속도를 희생시킴 없이 축간의 위치를 정밀하게 동기시킴과 동시에 속도 지령을 추종하도록 하는 것이다. 이러한 목적은 동기화 오차 (e_s)의 부호를 이용하여, 동기화 제어기 (C_s)를 외란이 인가된 축으로 전환할 수 있는 가변구조의 동기화 제어시스템에 의해 달성될 수 있다. 이 때, 동기화 오차의 부호를 이용한 가변구조의 동기화 제어 알고리즘은 Table 1과 같다. 이 알고리즘에 의하면 동기화 제어기는 외란이 인가된 종축만의 속도를 가·감속하여 동기화 오차를 제거하므로, 주축은 동기화 제어기의 영향을 받지 않는다.

표 1. 동기화 오차 (e_s)에 의한 주·종축의 결정 알고리즘
Table 1. Decision algorithm of master and slave axis by the sign of e_s

axis sign of e_s	first axis	second axis
$e_s > 0$ ($d_1 < d_2$)	master	slave
$e_s < 0$ ($d_1 > d_2$)	slave	master

2.2 속도 제어기 (C_1, C_2)의 설계

동기화 제어시스템에서 구동 모터의 모델링 불확실성은 관측 잡음 (n)으로, 부하변동은 외란 (d)으로 볼 수 있다. 따라서, 관측잡음 및 외란이 동기화에 미치는 영향을 고려하여, 이들에 대처할 수 있는 속도제어 시스템을 구축하는 것은 중요한 문제이다. 즉, 속도 제어기는 모델의 불확실성 하에서도 제1축과 제2축의 정밀한 위치동기와 변속 운전이 가능하도록 로버스트 안정성 (robust stability), 외란제거 성능 및 속도지령의 추종성능을 가져야 한다. 이와 같은 요구 조건을 고려하여, 제1축은 H_∞ 제어기법 중에서 혼합감도문제를 이용한 적분형 서보제어기로서 강인한 속도 제어시스템을 구성하고, 제2축의 속도 제어기는 제1축 속도 제어시스템의 역다이나믹스를 이용하여 간단히 설계한다.

2.2.1 H_∞ 제어기법에 의한 제1축 속도제어기 설계

(1) 혼합감도문제

H_∞ 제어문제는 시스템을 내부안정화하고, 식(1)과 같이 w 에서 z 까지 전달함수 (T_{zw})의 무한대 노름(norm)을 지정하는 값 (γ_1)보다 작게하는 제어기를 구하는 것이다.

$$\|T_{zw}\| < \gamma_1 \quad (1)$$

Fig. 2는 제어대상 (P_1)과 주파수 하중함수 (W_{S1}, W_N)로 구성된 일반화 플랜트 (G)와 속도제어기 (C_1)로 구성되는 속도제어 시스템을 나타낸다. 여기서, w_1 은 관측잡음 (n_1), w_2 는 외란 (d_1) 등의 외부입력, u_1 은 제어입력, z 는 제어된 출력(피제어량), y_1 은 속도출력을 나타낸다.

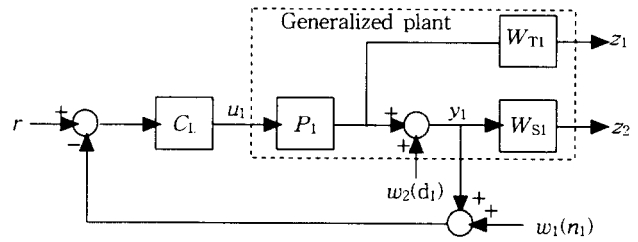


그림 2. 제어기를 포함한 일반화 플랜트

Fig. 2. Generalized plant with the controller

성능의 지표가 되는 감도함수 S_1 은 d_1 에서 y_1 까지의 전달함수이고, 로버스트 안정성의 지표가 되는 상보감도함수 T_1 은 n_1 에서 y_1 까지의 전달함수이다. 이 때, 감도함수 (S_1) 및 상보감도함수 (T_1)의 전달함수는 각각 식(2), (3)과 같다.

$$S_1 = (I + P_1 C_1)^{-1} \quad (2)$$

$$T_1 = P_1 C_1 (I + P_1 C_1)^{-1} \quad (3)$$

여기서, S_1 과 T_1 의 계인이 영이면, y_1 은 d_1, n_1 의 영향을 받지 않는다. 그러나 S_1 과 T_1 은 식(4)의 관계가 성립하므로, 전체 주파수영역에서 두 함수의 계인을 작게하는 것은 불가능하다.

$$S_1 + T_1 = 1 \quad (4)$$

그러나 r 과 d_1 은 저주파수 영역에서 에너지를 가고, n_1 은 고주파수 영역에서 에너지를 갖는 것이 일반적이다. 여기서 서로 다른 주파수 영역에서 S_1 과 T_1 의 계인을 적당히 절충하면 만족스러운 제어시스템을 설계할 수 있다. 따라서 S_1 과 T_1 에 대한 적절한 주파수 하중함수 W_{S1}, W_N 을 선정하여, 식(5)의 부등식을 만족하는 제어기를 구하는 혼합감도문제를 고려한다[3].

$$\left\| \begin{bmatrix} \gamma W_{S1} S_1 \\ W_N T_1 \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \quad (5)$$

그리고 혼합감도문제의 해는 Glover와 Doyle이 제안한 알고리즘을 이용하여 구한다[4]. 한편, 모델 오차가 있는 경우에도 계단상의 지령에 대해 정상편차 없이 추종하기 위해서는 제어기가 적분기 ($1/s$)를 포함해야 한다. 그러나 혼합감도문제에 의해 구해진 중심해는 적분기를 포함하지 않는 것이 일반적이다. 따라서 일반해에 포함되어 있는 자유파라미터 (U)를 이용함으로써 서보 제어기를 구하는 방법이 개발되어 있다[5],[6]. 본 연구에서는 이 방법을 이용하여 속도 제어시스템을 구성한다.

(2) 주파수 하중함수 (W_{S1}, W_N) 선정

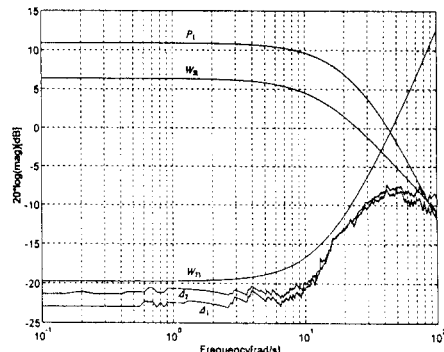


그림 3. 모델 불확실성 및 하중함수의 보드선도

Fig. 3. Bode diagram of the model uncertainty (d_1, d_2) and weighting functions (W_{S1}, W_N)

Fig. 3에서 P_1 은 제1축 모터의 공칭모델을, W_{S1} 과 W_N 는 각각 감도함수와 상보감도함수에 대한 파수 하중함수를 의미한다. 그리고 d_1 과 d_2 는 주파수 응답 실험을 통하여 얻은 제1축 및 제2축 모터의 곱셈형 불확실성이다.

제1축 및 제2축의 제어대상인 모터 (P_1, P_2)는 구동회로와 계

측기의 필터를 포함하므로, 그 특성이 2차계에 가까워 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_i = \frac{k_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2}, \quad (i=1, 2) \quad (6)$$

여기서, s 는 라플라스 연산자를 나타내고, ω_i 는 고유주파수, ζ_i 는 감쇠비, k_i 는 이득을 의미하며 이들의 값은 Table 2와 같다.

표 2. P_1 과 P_2 의 파라미터 값
Table 2 Parameters of P_1 and P_2

plant	Parameters	natural frequency	damp ratio	gain
P_1		$\omega_1 = 28.2[\text{rad/s}]$	$\zeta_1 = 1.06$	$k_1 = 2800$
P_2		$\omega_2 = 31.6[\text{rad/s}]$	$\zeta_2 = 1.10$	$k_2 = 3300$

제어대상의 모델링은 저차원화, 선형화, 파라미터의 변동 등으로 실제 시스템에 대한 불완전한 묘사이다. 즉, 식(6)의 공칭모델과 실대상물 사이에는 모델링 오차가 존재하게 된다. 본 연구에서는 식(7)과 같이 고주파영역의 모델 불확실성을 상세히 표현할 수 있는 곱셈형 불확실성(Δ_1)을 고려한다.

$$\Delta_1 = \frac{\tilde{P}_1 - P_1}{P_1} \quad (7)$$

Fig. 3에서 곱셈형 불확실성(Δ_1)의 정보로부터 상보감도함수(T_1)에 대한 주파수 하중함수(W_n)는 계인이 저주파영역에서 작고, 고주파영역에서 크도록 식(8)과 같이 선정한다.

$$W_n = \frac{s^2 + 32s + 247}{2400} \quad (8)$$

한편, 감도함수(S_1)에 대한 주파수 하중함수(W_{S1})는 저주파영역에서의 감도 저감화를 고려하여, 저주파영역에서는 계인이 크고, 고주파영역에서는 작도록 식(9)와 같이 선정한다.

$$W_{S1} = \frac{29}{s+14} \quad (9)$$

(3) H_∞ 제어기 계산

식(8), (9)의 주파수 하중함수에 대해 식(5)를 만족하는 제어기는 Glover 와 Doyle이 제안하는 알고리즘을 이용하여 구한다. 반복 계산에 의해 식(5)를 만족하는 γ 의 최대값은 1.4이며, $\gamma=1$ 로 하여 계산한 제어기 전달함수는 식(10)과 같다.

$$C_{1-central} = \frac{31.72s^2 + 1903s + 2.538 \cdot 10^4}{s^3 + 121.4s^2 + 6325s + 6.749 \cdot 10^4} \quad (10)$$

식(10)의 제어기는 중심해이므로 적분기를 갖고 있지 않음을 알 수 있다. 그런데 $\|W_n(0)\|_\infty < 1$ 이므로 참고문헌 [6]의 설계 절차를 이용하면 식(11)와 같은 적분형 서보 제어기를 구할 수 있다. 이 때 선정된 자유파라미터 $U = 0.896 \times \frac{300}{s+300}$ 이다.

$$C_1 = \frac{262.2s^3 + 1.904 \cdot 10^4 s^2 + 4.085 \cdot 10^5 s + 2.651 \cdot 10^6}{s(s^3 + 421.4s^2 + 3.281 \cdot 10^4 s + 3.794 \cdot 10^5)} \quad (11)$$

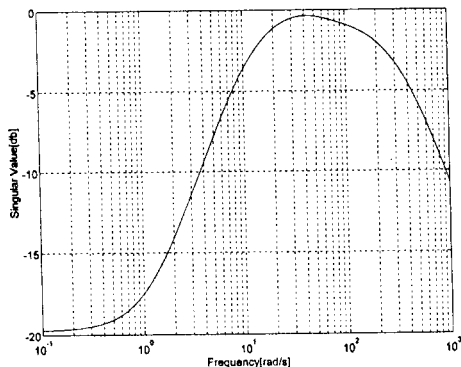


그림 4. 페루프 전달함수(G_{zw})의 보드선도

Fig.4 Bode diagram of the closed loop transfer function(G_{zw})

Fig. 4는 외부입력(w)에서 피제어량(z)까지의 페루프 전달

함수 G_{zw} 에 대한 보드선도를 나타내고 있다. 여기서, H_∞ 제어문제로 구현된 속도 제어기(C_1)가 식(5)의 조건을 만족시키므로, 제1축의 속도 제어시스템은 안정함을 알 수 있다.

2.2.2 역다이내믹스를 이용한 제 2축 속도제어기 설계

동일의 속도지령(r)에 대하여 과도상태부터 정상상태에 도달할 때까지 제1축과 제2축의 속도출력(y_1, y_2)이 정확히 일치한다면 동기화 오차는 발생하지 않으므로, 제2축의 속도 제어기는 가능한 한 제1축의 거동과 일치하도록 설계할 필요가 있다.

한편, 공칭모델을 제1축의 모터 P_1 으로 하고, 불확실성을 포함한 제2축 모터를 \tilde{P}_2 로 하였을 때, 2축 모터의 곱셈형 불확실성(Δ_2)은 식(12)와 같다.

$$\Delta_2 = \frac{\tilde{P}_2 - P_1}{P_1} \quad (12)$$

그리고 Fig. 3에서 제1축의 속도 제어기(C_1)를 구하기 위해 선정한 식(8)의 W_n 가 식(12)의 불확실성 Δ_2 를 포함한다면 2축의 속도 제어기(C_2)는 간단히 로버스트 안정성을 갖는 제어기가 될 수 있다. r 에서 y_1, y_2 까지의 페루프 전달함수(T_1, T_2)는 각각 식(13), (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_1 = \frac{y_1}{r} = \frac{P_1 C_1}{1 + P_1 C_1} \quad (13)$$

$$T_2 = \frac{y_2}{r} = \frac{P_2 C_2}{1 + P_2 C_2} \quad (14)$$

따라서 제2축의 속도 제어기 C_2 는 $T_1 = T_2$ 의 관계로부터 식(13)과 식(14)를 이용하여 식(15)와 같이 결정할 수 있다.

$$C_2 = P_2^{-1} P_1 C_1 \quad (15)$$

이 때 파라미터를 포함한 2축 속도 제어기의 전달함수는 식(16)과 같다.

$$C_2 = \frac{C_{2n}}{C_{2d}} \quad (16)$$

여기서, $C_{2n} = 2.224 \cdot 10^2 s^5 + 3.173 \cdot 10^4 s^4 + 1.700 \cdot 10^6 s^3 +$

$$4.267 \cdot 10^7 s^2 + 5.041 \cdot 10^8 s + 2.249 \cdot 10^9$$

$$C_{2d} = s(s^5 + 4.814 \cdot 10^2 s^4 + 5.889 \cdot 10^4 s^3 + 2.685 \cdot 10^6 s^2 +$$

$$4.900 \cdot 10^7 s + 3.035 \cdot 10^8) \text{ 이다.}$$

2.3 동기화 제어기(C_S) 설계

동기화 제어기(C_S)는 과도상태 및 외란에 의해 축간의 속도차가 누적되어 발생하는 동기화 오차(e_S)를 입력으로 하여, 과도상태부터 이 오차를 영으로 수렴시키는 역할을 한다. 동기화 제어기로서는 간단한 PID 제어기를 이용하며, 제어기의 전달함수 C_S 는 식(17)와 같다.

$$C_S = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right) \quad (17)$$

여기서, k_p 는 비례이득, τ_i 는 적분시간, τ_d 는 미분시간을 각각 의미한다.

제안된 가변구조의 동기화 시스템에 의하면, 동기화 제어기는 동기화 오차(e_S)의 부호에 의해 제1축 또는 제2축으로 전환된다. 이 때 동기화 제어기(C_S)를 포함시켜 속도지령(r)에서 제1축 및 제2축의 속도출력(y_1, y_2)까지의 페루프 전달함수(T_{y1r}, T_{y2r})는 식(13), (14) 및 식(17)을 이용하여 각각 식(18), (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{y1r} = \frac{y_1}{r} = \frac{C_S T_1 T_2 + s T_1}{s + T_1 C_S} \quad (18)$$

$$T_{y2r} = \frac{y_2}{r} = \frac{C_S T_1 T_2 + s T_2}{s + T_2 C_S} \quad (19)$$

식(18)과 (19)의 동기화 제어기(C_S)는 양축 중에서 임의의 축으로 전환 되더라도 동기화 오차(e_S)를 영으로 수렴시킬 수 있도록 설계하면 된다. 한편, 제어기의 파라미터 값은 응답 시뮬레이션을 통하여 가능한 한 짧은 시간 내에 정밀한 동기화를 취할 수 있도록 시행착오를 거쳐 Table 3과 같이 선정하였다.

표 3. 동기화 제어기(C_S)의 파라미터 값

Table 3. Parameters of synchronizing controller (C_S)

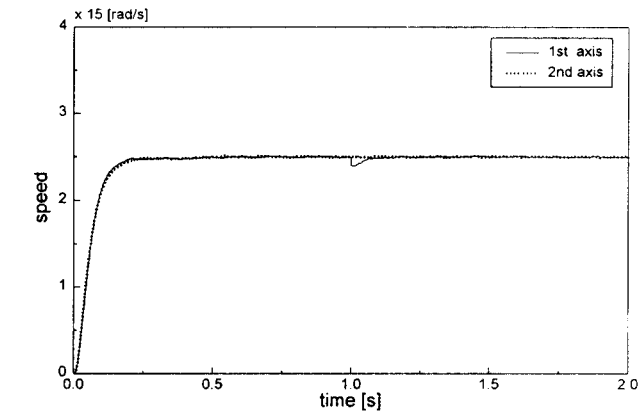
Proportional gain	Integral time	Derivative time
$k_p=10.5$	$\tau_i=0.01$	$\tau_d=2.0$

3. 실험 및 고찰

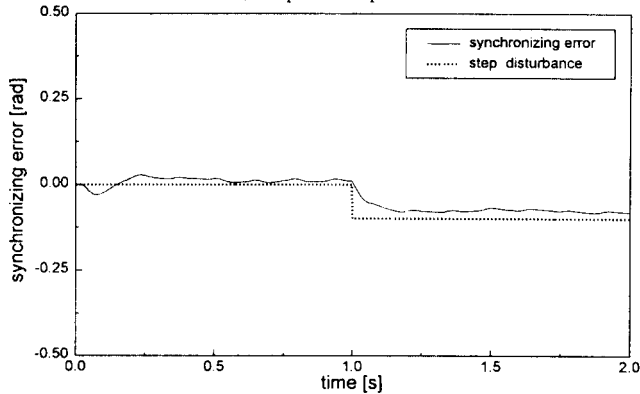
2장에서 설계한 적분형 서보 속도 제어기와 동기화 제어기로 동기화 제어시스템을 구성한 후, 제안된 방식의 유효성을 검증하기 위하여 다양한 실험을 행하였다.

모터의 구동은 16비트급 마이크로프로세서를 이용하여 자작한 PWM 구동회로를 사용하였고, 모터의 속도는 각각의 모터 축에 장착된 타코 제너레이터(T.G.)로써 검출하였으며, 이 때 검출된 신호 1[V]는 15[rad/s]에 상당한다. 한편 속도 및 동기화 제어기는 샘플링 시간을 1[ms]로 하여 쌍선형 변환법에 의해 이산화하였다. 그리고 이산화된 제어기를 C언어로 프로그래밍한 후, 32비트급 퍼스널 컴퓨터를 이용하여 구현하였다.

Fig. 5는 Fig. 1에서 동기화 제어기가 없을 경우, 제1축에만 스텝 외란이 인가될 때의 속도응답 및 동기화 오차를 각각 나타내고 있다. Fig. 5(a)는 37.5[rad/s]의 속도지령에 대해 과도상태에서 극히 미소하지만 양축 간에 속도 차이가 발생하였다. 그리고 1[s]의 시점에서 제1축에 1.5[rad/s]의 스텝 외란을 인가할 경우, 속도 차이가 더욱 증가하고 있음을 알 수 있다. 한편, Fig. 5(b)는 과도상태 및 외란에 의해 발생한 속도 차이가 누적되어 위치 오차, 동기화 오차로 됨을 보여 준다. 제 1축의 속도 제어기가 외란을 극복하여 정상상태에 이르기까지 약 0.08[rad]의 동기화 오차가 발생하였으며, 동기화 제어기가 없기 때문에 동기화 오차가 계속 잔존하고 있음을 알 수 있다.



(a) Speed response

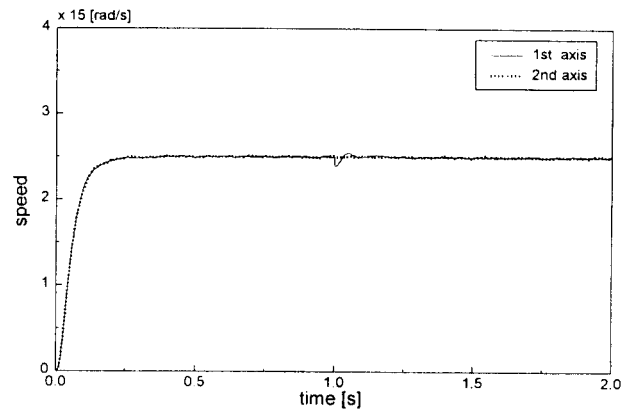


(b) Synchronizing error

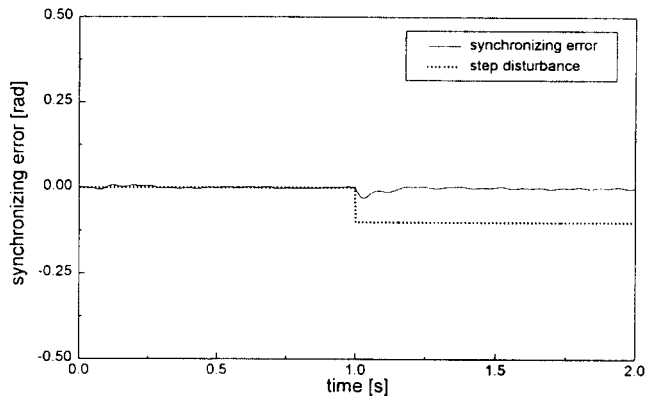
그림 5. 동기화 제어기가 없을 경우, 제1축의 스텝 외란에 대한 속도응답(a) 및 동기화 오차(b)

Fig. 5. Speed response(a) and synchronizing error(b) to step speed reference under step disturbance of the first axis without synchronizing controller

Fig. 6은 제1축에 외란이 인가될 경우, 제안된 방식에 의한 속도응답 및 동기화 오차를 각각 나타내고 있다. Fig. 6(a)는 37.5[rad/s]의 속도지령에 대하여, 1[s]의 시점에서 제1축에 1.5[rad/s]의 스텝 외란을 인가한 경우의 속도응답 특성을 나타낸 것이다. 동기화 제어기는 과도상태부터 동기화 오차의 부호를 이용하여 제1축 또는 제2축의 속도를 가·감속함으로써 속도 차의 누적을 최소화하고 있음을 보여주고 있다. 또한, 제1축에 외란을 인가하였을 때는, 제1축만의 속도를 가·감속함으로써 양축 간에 속도차의 누적을 최소로 하고 있음을 알 수 있다. Fig. 6(b)는 과도상태 및 외란에 의한 동기화 오차를 나타내고 있는데, 최대 동기화 오차가 과도상태에서는 0.01[rad] 이내, 그리고 외란에 대해서는 0.03[rad] 이내로 제어되고 있음을 알 수 있다. 또한, 외란이 인가 될 경우, 0.2[s] 정도의 시간이 경과하면 동기화 오차가 거의 0[rad]으로 되어 정밀한 위치동기가 실현되고 있음을 보이고 있다.



(a) Speed response

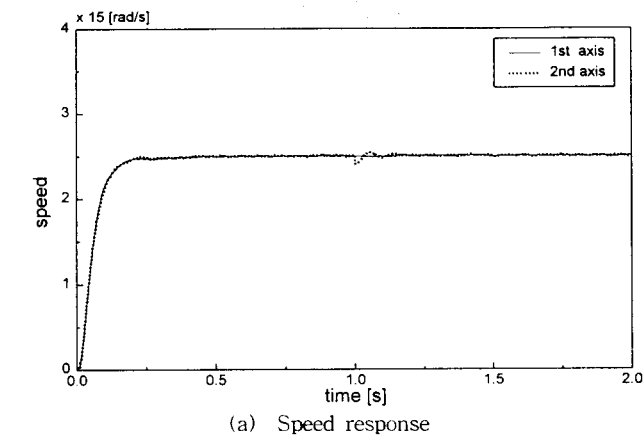


(b) Synchronizing error

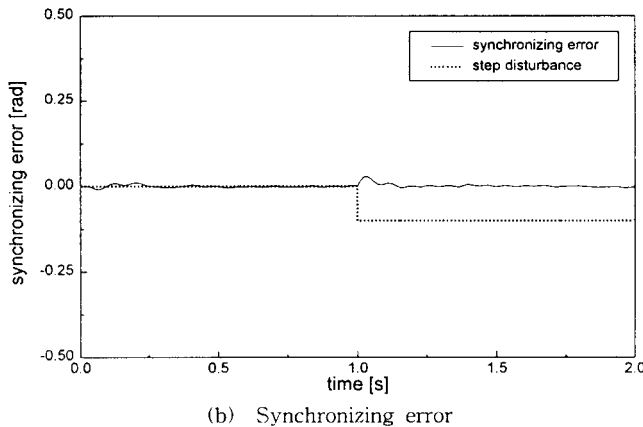
그림 6. 동기화 제어기가 있을 경우, 제1축의 스텝 외란에 대한 속도응답(a) 및 동기화 오차(b)

Fig. 6. Speed response(a) and synchronizing error(b) to step speed reference under step disturbance of the first axis with synchronizing controller

Fig. 7은 제2축에 외란이 인가될 경우, 제안된 방식에 의한 속도응답 및 동기화 오차를 각각 나타내고 있다. Fig. 7(a)는 Fig. 6(a)와 동일한 조건에서 스텝 외란을 2축에 인가한 경우의 속도응답 특성을 나타낸 것이다. 제2축에 외란을 인가하였을 때는, 제1축에 외란이 인가된 경우와 반대로 제2축의 속도를 가·감속하므로써 양축 간에 속도 차의 누적을 최소화하고 있음을 알 수 있다. Fig. 7(b)는 과도상태 및 외란에 대하여 최대 동기화 오차의 크기가 Fig. 6(b)와 거의 유사한 특성을 나타내고 있다. 즉, 제2축의 외란에 대해서도 정밀한 위치동기가 실현되고 있음을 알 수 있다.



(a) Speed response



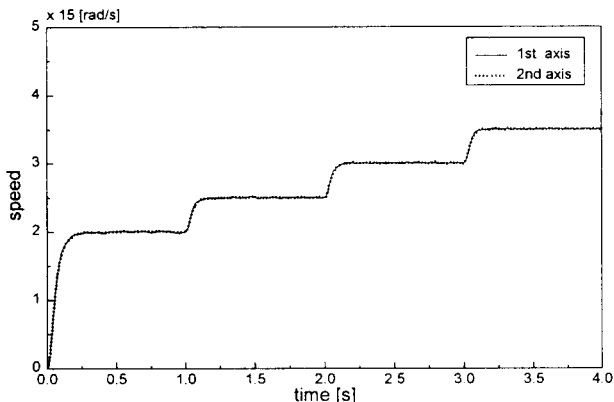
(b) Synchronizing error

그림. 7. 동기화 제어기가 있을 경우, 제2축의 스텝 외란에 대한 속도응답(a) 및 동기화 오차(b)

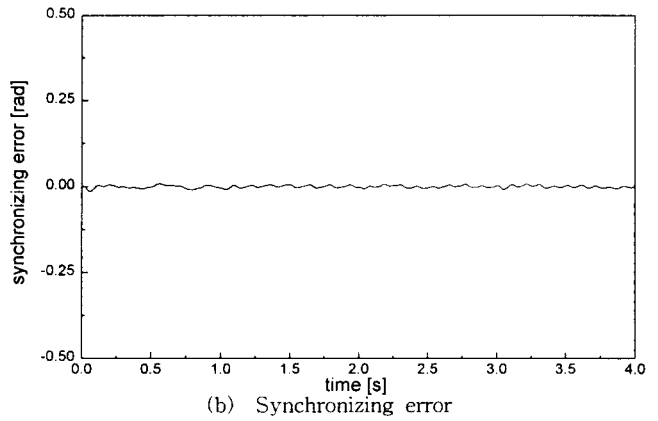
Fig. 7. Speed response(a) and synchronizing error(b) to step speed reference under step disturbance of the second axis with synchronizing controller

한편, Fig. 8은 제안된 방식에 의해 운전점을 변화시킬 경우의 속도응답 및 동기화 오차를 각각 나타내고 있다.

Fig. 8(a)는 30.0[rad/s]로 운전 중에 1[s]부터 3[s]까지 운전점을 각각 7.5[rad/s]씩 변화시킬 경우의 속도응답을 나타내고 있다. 운전점을 달리할 경우, 공칭모델과 실제 모터 사이에는 모델의 불확실성이 존재하는 것이 일반적이다. 그런데 H_∞ 제어기법을 이용하여 구해진 속도 제어기는 모델의 불확실성이 존재함에도 불구하고 변속의 지령을 충실히 추종하고 있음을 알 수 있다. Fig. 8(b)는 운전점을 변화시킬 때의 동기화 오차를 나타내고 있는데, 최대 동기화 오차가 0.01[rad] 이내로 억제되고 있음을 알 수 있다. 이 결과로부터 운전점을 변화시킬 경우에도 정밀한 위치동기가 가능함을 알 수 있다.



(a) Speed response



(b) Synchronizing error

그림. 8. 동기화 제어기가 있을 경우, 운전점의 변화에 대한 속도 응답(a) 및 동기화 오차(b)

Fig. 8. Speed response(a) and synchronizing error(b) to changed speed reference with synchronizing controller

5. 결 론

본 연구에서는 정밀한 위치동기를 위하여 가변구조를 갖는 위치 동기화 제어시스템을 제안하였다. 여기서, 제1축의 속도 제어기는 H_∞ 제어기법을 이용하여 설계하였으며, 제2축의 속도 제어기는 제1축 속도 제어시스템의 역다이나믹스를 이용하여 구하였다. 그리고 동기화 제어기는 일반적인 PID 제어기를 이용하여 동기화 제어시스템을 구성한 후, 실험을 통하여 다음 사항을 확인할 수 있었다.

(1) 동기화 제어시스템의 구조를 가변하므로써, 외란이 제1축, 제2축중 어떤 축에 인가되어도 외란이 인가되지 않은 축의 속도를 희생시키지 않고 정밀한 위치동기를 실현할 수 있었다.

(2) 각 축의 제어대상의 특성이 유사할 경우, 제2축의 속도제어기는 제1축 속도제어 시스템의 역다이나믹스를 이용하여 간단히 구할 수 있었다. 또한 역다이나믹스를 이용하므로 과도상태에서의 동기화 오차를 감소시킬 수 있었다.

(3) H_∞ 제어기법을 이용하여 속도제어기를 설계함으로써 모델의 불확실성 및 외란에 대처할 수 있는 속도 제어시스템을 구축할 수 있었다.

참고문헌

1. 後藤總, 中村政俊, 岡誠司, 久良修郭, "複數サ-ボ系における從軸逆ダイナ믹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
2. 변정환, 정석권, 양주호, "다축 구동 시스템의 정밀 위치동기 제어(I)", 한국정밀공학회, Vol.13, No.7, pp.115~117, 1996
3. 細江繁幸, 荒木光彦, 制御系設計(H_∞ 制御とその應用), 朝倉書, 東京, pp.4~136, 1994
4. Shahian,B, Hassul,M, Control system design using matlab, Prentice-hall, pp.295-448 Systems and Control Letters, Vol.13, pp.93~99, 1993
5. 杉江俊治, H_∞ 制御による サ-ボ系の設計, システム制御情報學會編 H_∞ 制御の新しい 展開と應用の 實際 テキスト, pp.1~24, 1992
6. T.Sugie and S.Hara, " H_∞ -Suboptimal Control Problem with Boundary Constraints", Systems and Control Letters, Vol.13, pp.93~99, 1989