

2자유도 PI 제어를 이용한 2축 BLDC 모터 시스템의 정밀 위치동기 제어

Precise Position Synchronous Control of Two-Axes System Using Two-Degree-of-Freedom PI Controller in BLDC Motor

유 성 권 · 정 석 권

S. K. Yoo and S. K. Jeong

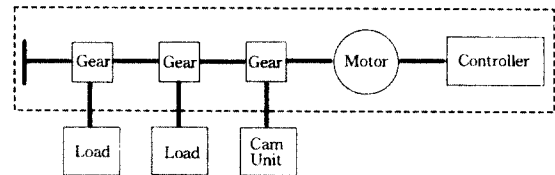
Key Words : Brushless DC Motor(BLDC 모터), Position Synchronous Controller(위치동기제어기), Cooperative Control(협조제어), Two-Degree-of-Freedom (2DOF; 2자유도)

Abstract : This paper describes a precise position synchronous control of two axes rotating system using BLDC motors and a cooperative control based on decoupling technique and PI control law. The system is required performances both good speed following and minimum position synchronous errors simultaneously. To accomplish these goals, the three kinds of controllers are designed. At first, the current and speed controller are designed very simply to compensate the influences of disturbances and to follow up speed references quickly. Especially, the two degree of freedom PI controller is used considering both good tracking for speed reference input and quick rejection of disturbances in speed controller. Finally, a position synchronous controller is designed as a simple proportional controller to minimize position synchronous errors. The validity of the proposed method is confirmed through some numerical simulations. Moreover, the results are compared to the conventional master-slave control ones to show the effectiveness of the proposed system.

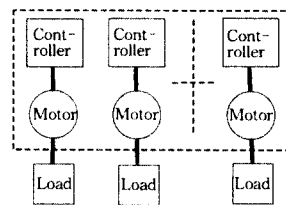
1. 서 론

최근, 다축간의 위치동기는 Fig. 1(a)와 같은 집중구동방식에서 Fig. 1(b)의 분산구동방식으로 이행하고 있다. 그 이유로는 분산구동방식이 기존의 집중구동방식이 갖는 장치의 거대화·복잡화를 피할 수 있고, 설치장소의 제약을 덜 받으며, 운전가동률과 에너지 이용률의 향상을 꾀할 수 있는 장점이 있기 때문이다. 특히, 시스템의 유연성 확보로 CIM(Computer Integrated Manufacturing)시스템 실현이 용이하고 장치의 소형화가 가능한 장점 등을 추가로 들 수 있다.

분산구동에는 축간의 위치동기오차를 슬레이브 축 모터만의 속도를 가·감속함으로써 제거하는 마스터-슬레이브(M/S)방식¹⁻⁴⁾과 축 모두의 속도를 동시에 적절히 제어하는 협조제어방식^{5,6)}이 있다.



(a) Single-axis driving system



(b) Multi-axes driving system

Fig. 1 Driving types of position synchronous system between multi-axes

또한, M/S 방식에는 마스터 축의 속도를 검출하여 이를 슬레이브 축의 속도입력으로 직접 지령하는 방식과 속도지령에 대한 속도 및 위치동기제어기에 의해 위치동기를 취하는 방식이 있다^{1,2)}. 전자

접수일 : 2001년 5월 23일
유성권 : 부경대학교 대학원 메카트로닉스공학과
정석권 : 부경대학교 기계공학부

는 속도의 동기제어는 가능하나 정밀한 위치동기 제어에는 부적합하다. 또한 후자는 위치동기만을 적극 고려한 방식으로 주어진 속도지령에 대한 추종성과 정밀한 위치동기를 동시에 요하는 시스템에는 그다지 적합하지 않다. 외란 관측기를 사용한 위치동기 제어 방식도 제안되어 있으나, 전류의 피드백루프가 구성되어 있지 않아 외란 인가시 실 시스템에서의 빠른 보상을 기대하기는 어렵다³⁾.

협조제어방식은 M/S방식이 갖는 문제점들을 대부분 해결할 수 있으나, DC 모터 사용을 전제로 한 설계법만이 제안되어 있어 비실용적이다. 또한, 단순 PI 제어칙에 근거하여 설계되므로 지령치에 대한 빠른 추종성 및 외란 인가시의 빠른 회복을 동시에 기대하기 어려운 문제점도 갖고 있다.

본 논문에서는 이러한 점에 주목하여 BLDC 모터와 2자유도 PI 제어에 의한 위치동기제어계의 설계법을 제안한다.

액츄에이터로서 BLDC 모터는 순간기동성이 매우 뛰어나고, 에너지소비가 적으며, 특히 장시간 운전으로 인한 로터 축의 열 발생의 문제점이 없으면서도 DC 모터의 최대 결점인 브러시를 갖지 않으므로 서보제어에 이상적이다. 특히, 자성재료 기술의 발달로 중·대용량의 모터제작이 가능하게 됨으로써 향후, AC 서보 모터의 주력모터가 될 것으로 기대되고 있다.

한편, 고정도의 위치동기제어는 지령속도에 대한 빠른 추종성과 외란 인가시의 빠른 보상을 동시에 필요로 한다. 이 경우, 단순 PI 속도제어기만으로는 상반하는 두 요구조건을 동시에 실현하기가 용이하지 않다. 따라서, 본 논문에서는 속도제어기를 속도지령에 대한 명령추종성과 부하외란에 대한 외란제거성을 각각 독립적으로 설계할 수 있는 2자유도 PI 제어칙을 이용하여 설계한다. 그리고, 위치동기오차를 제거하기 위한 위치동기제어기는 시스템의 복잡성을 피하고, 부하분담을 통해 빠른 동기를 취할 수 있는 P 제어칙에 근거한 협조제어 방식을 이용한다. 뿐만 아니라 전류제어기를 포함한 속도제어기는 BLDC 모터의 회로방정식에 기초한 비간섭제어 수법을 통해 간편하게 설계되며, 특히 각 제어기의 게인설정은 시행착오적인 반복법을 지양하고 제어계의 캐리어주파수에 근거하여 설정되도록 설계된다.

제안된 방법은 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터를 상정한 다양한 수치 시뮬레이션을 통해 이론적 타당성이 검증되며, 각 제어수법과의 상호 비교를 통해 제안된 방법의 효용성도 분석한다.

2. BLDC 모터의 모델링 및 비간섭 제어

2.1 BLDC 모터의 회로방정식과 상태방정식

BLDC 모터의 회로방정식은 회전자와 동일한 각속도 ω_{re} 로 회전하는 d, q 좌표계상에서 일반적으로 식(1)과 같이 나타내어진다. 이 좌표계에서는 계자의 자속 방향을 d 축, $\pi/2$ 앞선 위상을 q 축으로 설정한다.

$$\begin{bmatrix} v_{da} \\ v_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_{qa} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, $L_a = l_a + \frac{3}{2} M_a'$, $M_a' = L_a' + \frac{1}{2} M_a'$, $e_{qa} = \omega_{re} \Phi_{fa}$ 이다.

여기서, v_{da}, v_{qa} 는 d, q 축상의 전기자 전압, i_{da}, i_{qa} 는 d, q 축상의 전기자 전류, l_a 는 누설인덕턴스, R_a, L_a, M_a' 는 전기자 권선저항, 자기인덕턴스, 권선간 상호인덕턴스를 각각 나타낸다. 또한, Φ_{fa} 는 쇠교자속수, p 는 미분연산자, θ_{re} 는 u 상의 전기자 권선을 기준으로 하여 시계방향으로 취한 계자의 전기각, e_{qa} 는 q 축 전기자권선에 유기되는 속도기 전력을 각각 나타낸다. 한편, 모터에서 발생하는 전자기적 순시토크 T_e 는 전기자권선 쇠교자속과 이에 직교하는 전기자전류의 곱으로 식(2)와 같이 주어진다.

$$T_e = P \Phi_{fa} i_{qa} \quad (2)$$

여기서, P 는 극대수를 나타낸다. BLDC 모터에서는 자속이 회전자인 영구자석에 의해 발생되므로, 전기자전류 i_{qa} 만을 제어함으로써 순시토크를 제어할 수 있음을 보여준다. i_{da} 는 모터효율의 관점에서 실제적으로 $i_{da} = 0$ 이 되도록 제어하는 것이 일반적이다. 식(1)의 회로방정식을 상태방정식 형태로 표현하면 식(3)과 같이 유도된다.

$$p \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & \omega_{re} \\ -\omega_{re} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_a} \begin{bmatrix} v_{da} \\ v_{qa} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_a} \begin{bmatrix} 0 \\ e_{qa} \end{bmatrix} \quad (3)$$

이는 d, q 축의 전압 v_{da}, v_{qa} 를 제어입력으로 하여, 상태변수인 전기자전류 i_{da}, i_{qa} 를 제어할 수 있음을 나타낸다. 여기서, e_{qa} 는 제어가 가능한 파라미터가 아니다.

2.2 비간섭 제어

식(3)의 상태방정식은 d, q 축 사이에 간섭항인 속도 기전력이 존재한다. 따라서 이 간섭항들을 소거하기 위해 식(4)와 같이 간섭항에 해당하는 값을 입력측 전압 지령치에 역 부호로 입력시킴으로써 간섭항을 제거할 수 있다. 식(1)로부터 비간섭화된 전압 v'_{da}, v'_{qa} 는 아래와 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} v'_{da} &= v_{da} + \omega_{re} L_a i_{qa} \\ v'_{qa} &= v_{qa} - \omega_{re} (\Phi_{fa} + L_a i_{da}) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $\omega_{re}, i_{da}, i_{qa}$ 는 실제로 검출가능한 양이고, L_a, Φ_{fa} 는 모터 파라미터로서 상수치이므로 식(4)의 우변 제2항은 연산이 가능하다. 따라서, 비간섭화된 모터의 상태방정식은 식(5)와 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_a} \begin{bmatrix} v'_{da} \\ v'_{qa} \end{bmatrix} \quad (5)$$

이로써, d 축 전압으로 d 축 전류를 q 축 전압으로 q 축 전류를 각각 제어할 수 있음을 알 수 있다.

3. 제어기 설계

3.1 전류제어기 설계

전류제어기는 정상편차를 제거하고, 안정성과 속응성을 만족하도록 PI제어기로서 설계한다.

Fig. 2는 식(2)와 식(5)에 의한 블록도이다. 제어기를 부가한 개루프 전달함수를 가능한 간단하게 하기 위해, 시정수를 적분시간으로 하여 $\tau_i = L_a / R_a$ 로 둔다. 전류제어계의 개루프 전달함수 $G'_{id}(s), G'_{iq}(s)$ 는 다음과 같다.

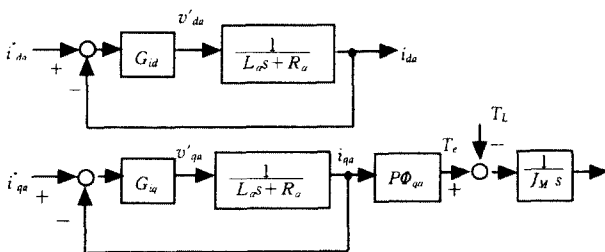


Fig. 2 Block diagram of BLDC motor with current controller

$$G'_{id}(s) = K_i \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \cdot \frac{1}{L_a s + R_a} \quad (6)$$

여기서, $G'_{id}(s) = G'_{iq}(s) = G'_i(s)$, $K_{id} = K_{iq} = K_i$, $\tau_{id} = \tau_{iq} = \tau_i$ 이고, K_i 와 τ_i 는 전류제어기의 비례계인과 적분시간이다. 실제로 R_a 는 온도의 변화에 따라 그 크기가 변동될 수 있는 파라미터이다. L_a 는 자기포화 문제가 있기 때문에 반드시 τ_i 가 일정하다고는 할 수 없지만, 실제 시스템에서는 피드백루프가 보상하기 때문에 개루프 전달함수 $G'_i(s)$ 는 식(7)과 같은 단순 1차 적분요소로 근사화된다.

$$G'_i(s) = \frac{1}{(L_a/K_i)s} \quad (7)$$

여기서, 전류제어계의 교차각 주파수(이하, 응답 주파수) ω_c 는 식(8)과 같다.

$$\omega_c = K_i / L_a \quad (8)$$

실제로 응답주파수는 PWM 인버터의 캐리어주파수 f_c 에 의존하기 때문에 캐리어주파수를 고려하면, $\omega_c \leq 2\pi f_c / 3$ 정도가 한계이다. 전류제어계의 페루프 전달함수 $G'_{id}(s), G'_{iq}(s)$ 는 식(9)로 된다.

$$G'_i(s) = \frac{1}{(L_a/K_i)s + 1} \quad (9)$$

이 식의 보드선도는 단순 1차 지연요소로서, 응답 주파수에서 게인은 K_i 값과 관계없이 0[dB]이고, $-90[^\circ]$ 의 위상각을 지니는 매우 안정한 계이다.

3.2 속도제어기 설계

3.2.1 PI 속도제어기의 설계

전류제어계에 PI 속도제어기를 부가하면 Fig. 3과 같은 속도제어계가 얻어진다. PI제어칙에 의한 속도제어기의 개루프 전달함수는 식(10)과 같다.

$$G'_{sc}(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}\right) \cdot \frac{1}{\frac{L_a}{K_i} s + 1} \cdot \frac{K_T}{J_M s} \quad (10)$$

단, K_{sp}, K_{si} 는 속도제어기의 비례계인 및 적분계인이고, K_T 는 토크정수로서 $K_T = P\Phi_{fa}$ 이다.

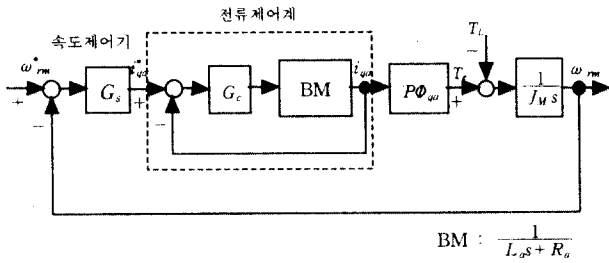


Fig. 3 Block diagram of BLDC motor with PI speed controller

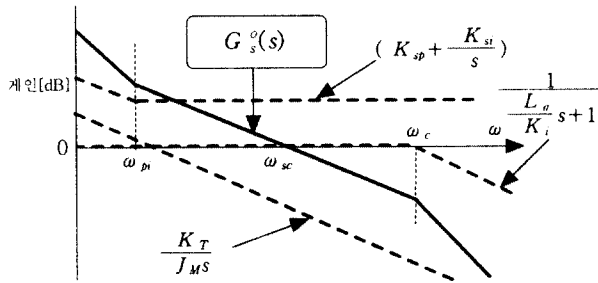


Fig. 4 Open-loop frequency characteristic of PI speed control system

기계계에 있어 점성마찰 계수는 서보계의 경우 그 값이 매우 작으므로 0으로 간주하였다. 따라서, 식(10)의 주파수 특성은 속도제어기, 모터모델을 포함한 전류제어계 및 기계계 각각의 전달함수로 Fig. 4와 같이 나타내어진다.

Fig. 4에서 전체 속도제어계의 응답주파수 ω_{sc} 부근에서는 $G_s^o(s)$ 를 단순 1차 적분요소로 근사화가 가능하게 ω_{sc} 와 ω_{sc} 사이를 $1/m_1$ 배 이하로 설계하면 $G_s^o(s) \approx 1$ 로 되어서 전류제어계가 속도응답에 미치는 영향을 무시할 수 있고, 속도제어기의 응답주파수 ω_{pi} 는 $\omega_{pi} = K_{si}/K_{sp}$ 이므로 ω_{pi} 와 ω_{sc} 사이를 $1/m_2$ 배 이하로 설계하면, 속도제어계는 식(11)과 같이 단순 1차 적분요소로 근사화 된다.

$$|G_{sc}^o(j\omega_{sc})| = \left| K_{sp} \cdot \frac{K_T}{J_M(j\omega_{sc})} \right| \approx 1 \quad (11)$$

위 식에서 비례게인 값은 식(12)와 같이 구해진다.

$$K_{sp} = \frac{J_M \omega_{sc}}{K_T} \quad (12)$$

결국, 적절한 m_1, m_2 의 선정에 의해서 속도제어기의 게인들이 구해짐을 알 수 있다. 적절한 m_1, m_2 의 선정에 관해서는 다음절에서 다룬다.

3.2.2 2자유도 PI 속도제어기의 설계

단순 PI 속도제어기는 정상편차를 제거하는 것은 무리가 없지만, 명령추종성을 빠르게 하기 위해서는 보상기의 비례게인 값을 키워야 한다. 하지만, 게인값을 키우게 되면 속응성은 개선되지만 오버슈터가 상대적으로 커져 양호한 제어성능은 발휘되지 않는다. 반대로 게인값이 적으면 오버슈터는 최소화 되지만, 속응성이 그만큼 떨어지게 되므로 정밀한 위치동기제어를 기대하기는 어렵다. 따라서, 이와 같은 문제를 해결하는 한가지 방법으로써, 아래와 같은 2자유도 PI 속도제어기를 설계한다.

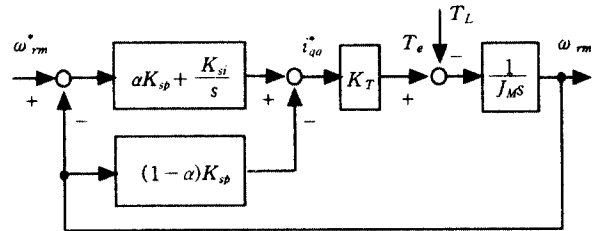


Fig. 5 2DOF PI speed control system

Fig. 5의 2자유도 PI 속도제어계는 적절한 α 의 선택에 의해 속도지령 ω_{rm}^* 에 대한 모터의 응답속도 ω_{rm} 의 오버슈트를 작게 하면서도, 부하토크 T_L 에 대한 응답의 회복시간을 짧게 하는 속도제어의 실현이 가능하다. 그림에서 전류제어계는 근사화를 통해 1로 간략화 되어 블록선도에서는 생략한다. 이 제어계에서 속도지령 ω_{rm}^* 및 부하토크 T_L 에 대한 모터 속도 ω_{rm} 의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{\omega_{rm}^*(s)} = \frac{K_T(aK_{sp}s + K_{si})}{J_M s^2 + K_T K_{sp} s + K_T K_{si}} \quad (13)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_L(s)} = -\frac{s}{J_M s^2 + K_T K_{sp} s + K_T K_{si}} \quad (14)$$

비례게인 K_{sp} 및 적분게인 K_{si} 의 값이 설정되면, 식(14)에서 부하토크에 대한 속도응답은 결정된다. 하지만, 식(13)에서 속도지령에 대한 속도응답은 게인이 결정되어도 파라미터 α 값의 조절에 의해 변화됨을 알 수 있다.

Fig. 6은 시뮬레이션에 이용된 모터의 실제 파라미터값에 의하여 1500[rpm]의 스텝지령시 α 의 변화에 따른 속도응답을 보이고 있다. 여기서, 지령

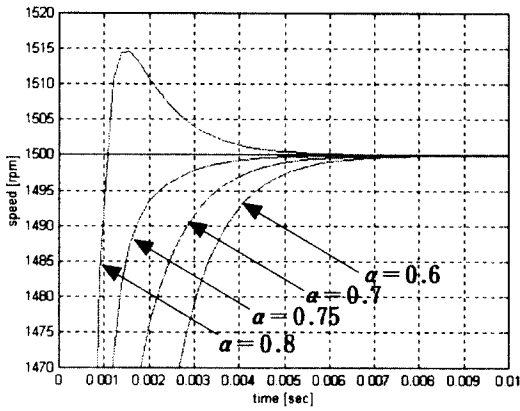


Fig. 6 Speed responses according to α

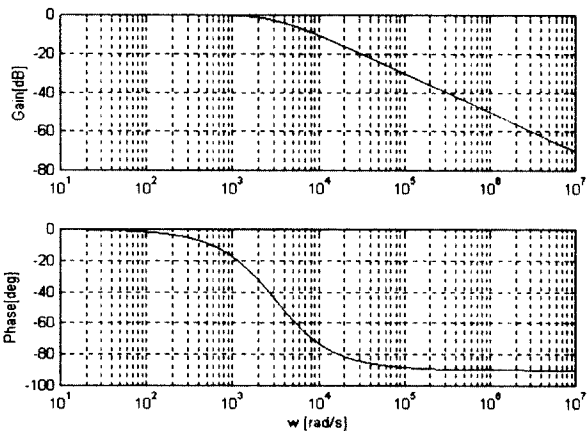


Fig. 7 Closed loop frequency characteristic of 2DOF PI speed controller

치에 오버슈터가 적으면서 빠르게 추종하는 파라미터 값이 0.75인 것을 알 수 있다. 그림에서 속도 응답은 파라미터 α 의 값이 클수록 오버슈터가 크다. 이것은 식(13)의 분자의 진상요소 ($\alpha K_{sp}s + K_{si}$)에 의한 위상 앞섬 작용이 크기 때문이다. 이하에서는 이 파라미터 값에 의해서 시뮬레이션이 수행된다.

Fig. 7에서는 속도제어계의 주파수특성을 나타내었다. 그림에서 오버슈터가 전혀 발생하지 않는 안정한 계임을 알 수 있다.

3.2.3 속도제어기 게인 설정

Fig. 8에서 속도지령 ω_{rm}^* 에 대한 전동기 속도 응답 ω_{rm} 의 전달함수 $G_1(s)$ 는 식(15)와 같다. 단, 수식에서 전류제어기는 $G_c(s)$ 이므로 독립된 항으로 나타나 있지 않다.

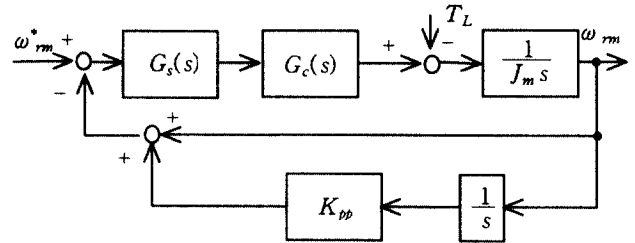


Fig. 8 Block diagram of one axis in position synchronous system

$$G_1(s) = \frac{G_s(s)}{J_m s + G_s(s)} \quad (15)$$

부하토크 T_L 에 대한 전동기 속도 응답 ω_{rm} 의 전달함수 $G_2(s)$ 는 식(16)과 같다.

$$G_2(s) = -\frac{1}{J_m s + G_s(s)} \quad (16)$$

이 위치제어계의 안정성은 식(15)에 표시한 전달함수 $G_1(s)$ 와 식(16)의 전달함수 $G_2(s)$ 가 안정하도록 속도제어기 및 위치제어기의 제어게인을 설정하는 것에 의해서 확보된다. 속도제어기를 거친 경우의 2자유도 PI 속도제어기는 단순 PI 제어기로 상정할 수 있으므로 전달함수 $G_s(s)$ 는 식(17)로 주어진다.

$$G_s(s) = (K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}) \quad (17)$$

위 식에서 비례게인 K_{sp} 및 적분게인 K_{si} 는 각각 다음과 같이 설정되어진다.

$$\begin{aligned} K_{sp} &= \omega_{sc} \cdot J_m \\ K_{si} &= \omega_{pi} \cdot K_{sp} \end{aligned} \quad (18)$$

식(18)을 이용하여 K_{sp} , K_{si} 를 소거하면 다음식이 얻어진다.

$$G_1(s) = \frac{J_m(\omega_{sc}s + \omega_{sc}\omega_{pi})}{J_m(s^2 + \omega_{sc}s + \omega_{sc}\omega_{pi})} \quad (19)$$

식(19)에서 ω_{pi} 의 값을 파라미터로 지령치 ω_{rm}^* 에 대한 전동기 속도 ω_{rm} 의 스텝응답을 구하면 Fig. 9와 같다.

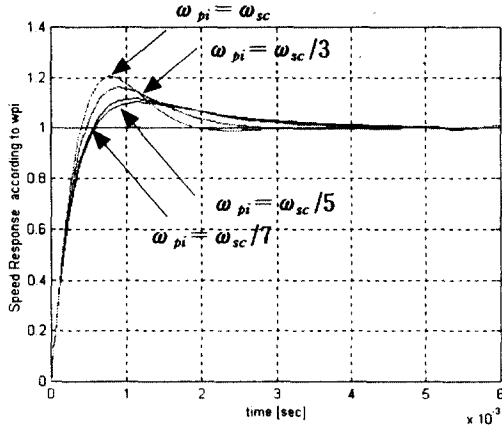


Fig. 9 Speed responses according to ω_{pi}

Fig. 9에서 오버슈터를 작게하면서 동시에 속도의 회복시간을 단축하기 위해서는 식(20)과 같이 설정하면 좋다는 것을 알 수 있다.

$$\omega_{pi} = \omega_{sc} / 5 \quad (20)$$

이와 같은 관계는 $\omega_{sc} = \omega_c/5$ 의 관계에서도 마찬가지였다. 따라서, 실제 시뮬레이션에서는 앞절의 m_1, m_2 를 각각 5배로 설정하였다.

3.3 위치동기 제어기 설계

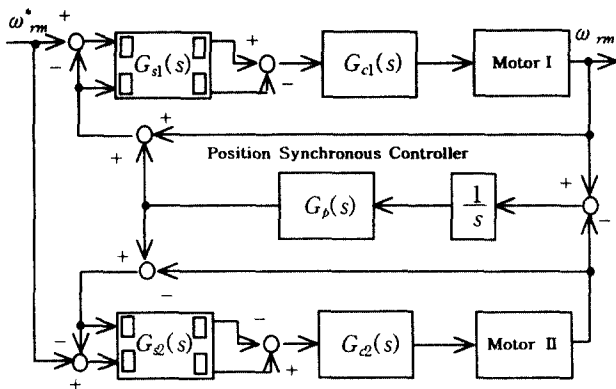


Fig. 10 Position synchronous control system

위치제어계에서는 위치에 대한 스텝응답이 오버슈터를 발생하는 것은 바람직하지 않다. 따라서, 앞절에서 설계한 전류제어기와 속도제어기만으로는 각 모터의 동특성의 차이 및 외란의 영향등으로 인해 발생하는 위치동기오차를 제거하는 것은 용이하지 않기 때문에 Fig. 10과 같이 위치동기 제어기를 설계한다. 우선, 위치동기제어계에서 기동

시인 t_s 부터 임의의 시각 t 동안 발생하는 위치동기 오차의 크기 e_p 는 속도오차 e_w 를 이용하면 다음 식으로 표현된다.

$$e_p = \int_{t_s}^t |e_{w1} - e_{w2}| dt \quad (21)$$

여기서, e_{wj} 에서 j 는 1축과 2축을 나타낸다. 정확한 위치동기를 위해서는 기동시부터 전 운전영역에 걸쳐서 미지의 외란인가시에도 $e_{w1} = e_{w2}$ 인 것이 요구되고, 이것은 $\omega_1 = \omega_2$ 의 조건과 같다. 결국, 위치동기오차는 두 모터의 속도오차의 적분으로 나타남을 알 수 있다.

$$\omega_j(s) = \frac{K_T(aK_{sp}s + K_{si})}{J_M s^2 + K_T K_{sp} s + K_T K_{si}} \omega^*(s) - \frac{s}{J_M s^2 + K_T K_{sp} s + K_T K_{si}} * T_j(s) \quad (22)$$

위치동기 제어기를 갖지 않는 경우의 각 모터의 속도는 식(22)와 같이 유도되고, 이 식에서 양축에 $D_1/s, D_2/s$ 의 스텝성 외란이 인가되었을 경우의 위치동기오차는 식(22)에 최종치 정리를 적용하게 되면 다음 식으로 유도된다.

$$e_p(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} [\omega_1(s) - \omega_2(s)] = -\frac{D_1}{K_T K_{s1}} + \frac{D_2}{K_T K_{s2}} \quad (23)$$

식(23)에서 외란 D_1, D_2 에 의해서 위치동기 오차가 발생하며 그 크기는 1축과 2축에 들어오는 외란의 부호에 따라 위치동기 오차가 감소하거나 증가하는 것을 알 수 있다. 이하에는 위치동기 오차를 최소로 하기 위한 위치동기 제어기를 설계한다.

우선, Fig. 10에서 위치동기 제어기($G_p(s)$)를 단순 P 제어기로 상정하여, 그 게인값을 1로 하고, 어느 한 축에만 D/s 의 크기를 갖는 외란을 인가했을 경우에 최종치 정리를 적용하여 위치동기 오차를 구해보면 식(24)와 같이 정상편차가 0이 됨을 알 수 있다. 따라서, 위치동기 제어기는 전체 제어계의 차수 저감화 차원에서 단순 P 제어기만으로 설계가 가능함을 알 수 있다.

이하에서는 위치동기제어기의 설계과정을 보인다.

$$e_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s e_p(s) \frac{D}{s} = 0 \quad (24)$$

위치제어기의 비례게인 K_{pp} 는 다음 식으로 정해진다.

$$K_{pp} = \omega_{pc} \quad (25)$$

단, ω_{pc} 는 위치제어루프의 응답주파수이다.

Fig. 8에서 위치제어기가 부가되면, 식(15)는 식(25)을 이용하여 다음 식과 같이 얻어진다.

$$G_1(s) = \frac{J_m(\omega_{sc}s^2 + \omega_{sc}\omega_{pi}s)}{J_m(s^3 + \omega_{sc}s^2 + \omega_{sc}(\omega_{pi} + \omega_{pc})s + \omega_{sc}\omega_{pi}\omega_{pc})} \quad (26)$$

여기서, ω_{pi} 는 기지의 값이므로 ω_{pc} 의 값을 파라미터로 지령치 ω_{rm}^* 에 대한 전동기 속도 ω_{rm} 의 스텝 응답을 구하면 Fig. 11과 같다.

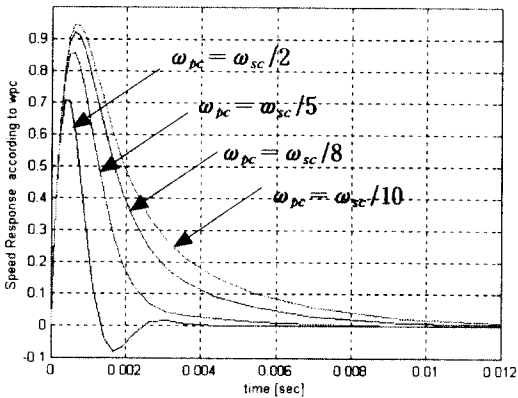


Fig. 11 Speed responses according to ω_{pc}

Fig. 11로부터 전동기 속도 ω_{rm} 의 회복시간을 짧게 하기 위해서는 ω_{pc} 를 식(27)과 같이 설정하면 좋다는 것을 알 수 있다.

$$\omega_{pc} = \omega_{sc}/5 \quad (27)$$

단, 실제의 제어계에서는 제어계 내부의 시간지연 등의 이유 때문에 ω_{pc} 와 ω_{sc} 가 가까울수록 속도 응답이 진동적으로 된다. 그러므로 초기치를 5배 정도로 설정하고 제어계의 응답을 확인하면서 ω_{pc} 의 값을 조절할 필요가 있다.

본 연구에서 위치동기제어기는 과도상태부터 두 모터의 속도오차를 연산하여 위치동기오차 정보로

변환시킨 뒤 이 정보를 다시 속도제어기의 입력정보로 피드백하는 역할을 하게된다. 또한 위치동기 제어계에서는 전류제어계가 부하외란의 영향을 빠르게 보상하므로 위치동기 제어기는 비례제어기만으로도 정밀한 위치동기 제어를 실현할 수 있게 된다.

4. 수치 시뮬레이션 및 고찰

4.1 각 제어방식과의 비교

앞서 언급한 모터의 회로방정식 및 상태방정식에 근거하여 설계된 전류제어기, 2자유도 PI 속도제어기와 위치동기제어기를 이용하여 구성된 위치동기제어계의 타당성을 검토하기 위해 2축의 BLDC 모터를 상정하여 시뮬레이션을 행한다.

Table 1은 각 제어기의 게인값을 나타낸다. 이것은 앞에서 설계된 각 파라미터 정보에 의해서 각각의 값들이 연산된다. 여기에서는 실제 시스템의 캐리어주파수 f_c 를 10[kHz]로 설정하고 시뮬레이션을 수행한다. 또한, 앞서 검토한 바와 같이 ω_{sc} 를 기준으로하여 ω_c 와 ω_{pi} 를 각각 5배로 하였을 경우이며, 위치동기제어기의 비례게인 K_{pp} 는 ω_{sc} 의 10분의 1이하의 범위에서 가변시키면서 시뮬레이션을 수행하였다.

Table 1 Values of controller parameter

Parameter		Value	
Current controller	K_i	366	
	K_{sp}	0.38	
Speed controller	K_{si}	303	
	K_{pp}	400	
Position synchronous controller		K_{pp}	400

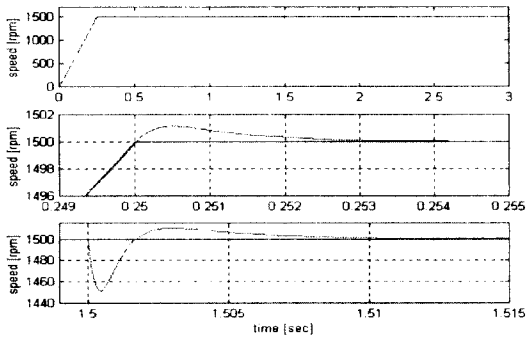
Table 2는 위치동기제어 시뮬레이션에 사용된 1축과 2축이 같은 사양을 지니는 BLDC 모터 2대의 파라미터 값들을 나타낸다.

본 논문에서 두 모터의 사양을 동일하게 한 것은 설계상 및 시스템 구축상의 편의를 위한 것이나, 논문에서 제안된 제어계의 설계법은 사양이 각기 다른 모터라 하더라도 그 일반성은 잃지 않는다. 시뮬레이션의 수행은 Matlab 툴을 이용하였다.

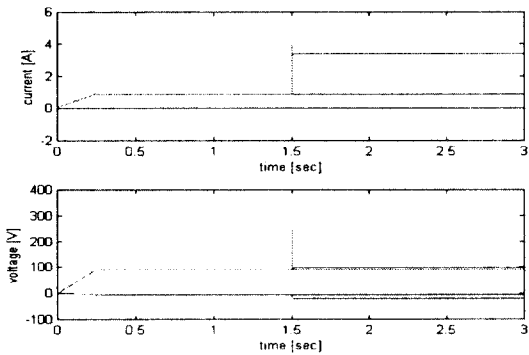
Fig. 12는 속도제어기는 단순 PI 제어기, 위치동기 제어기의 비례게인 값은 400으로 설정하고, 슬레이브측에 1.5초에 정격의 150%의 스텝상 부하의

Table 2 The values of motor parameters

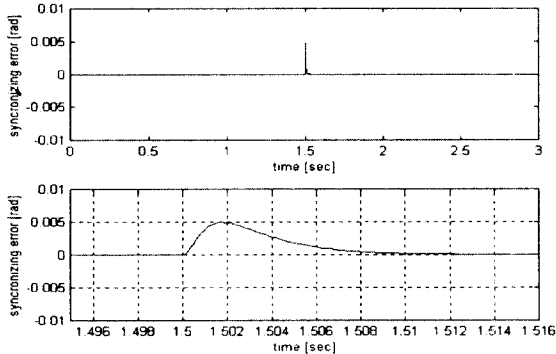
Parameter	Symbol	Unit	Value
정격 출력	P_R	W	300
정격 회전수	N_{rm}	rpm	3000
전기자 저항	R_a	Ω	2.68
전기자 인덕턴스	L_a	H	0.02
쇄교자속수	Φ_{fa}	$V \cdot s/rad$	0.28
극대수	P		2
전기자 관성	J_M	$N \cdot m \cdot s^2/rad$	5.4×10^{-5}
마찰계수	D_M	$N \cdot m \cdot s/rad$	3.3×10^{-6}
정격 토크	T_{eR}	$N \cdot m$	0.95
정격 전기자전류	i_{qdR}	A	1.68



(a) Speed response



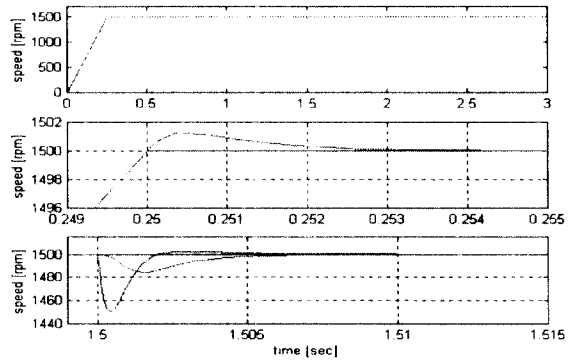
(b) Current and voltage response



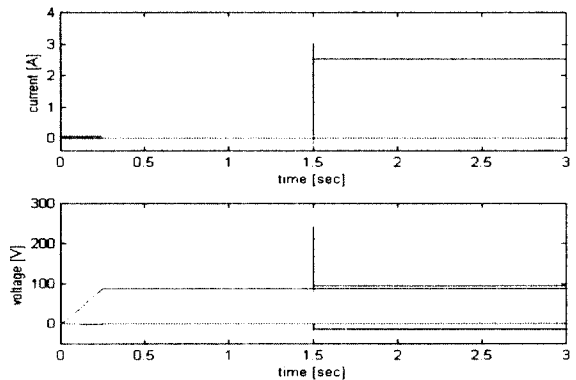
(c) Position synchronous error

Fig. 12 Simulation using master-slave method

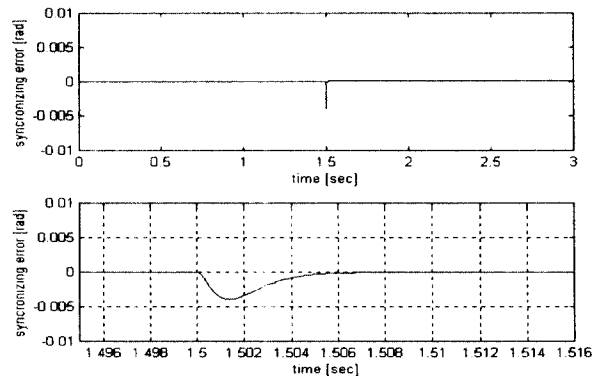
란을 인가하였을 경우의 마스터-슬레이브 방식에 의한 시뮬레이션 결과들이다. (a)의 속도응답은 초기에 약간의 오버슈터가 발생하고 외란이 인가되었을 경우는 초기보다는 큰 오버슈터와 다소 긴 정착시간을 가지는 것을 알 수 있다. (b)는 전류응답과 전압응답을 나타낸다. (c)는 위치동기오차를 보여준다. 여기서, 위치동기오차가 부하외란 인가 시 $5 \times 10^{-3} [rad]$ 의 오차가 발생하며, 일정시간이 지난 뒤 0에 수렴하고 있다.



(a) Speed response



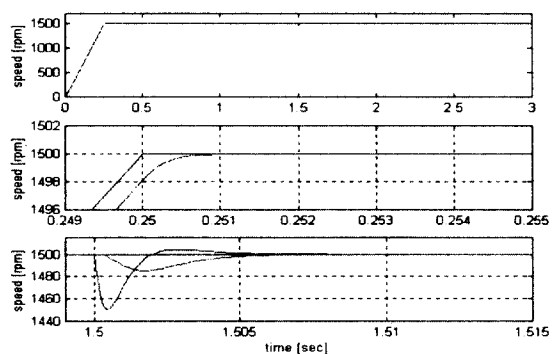
(b) Current and voltage response



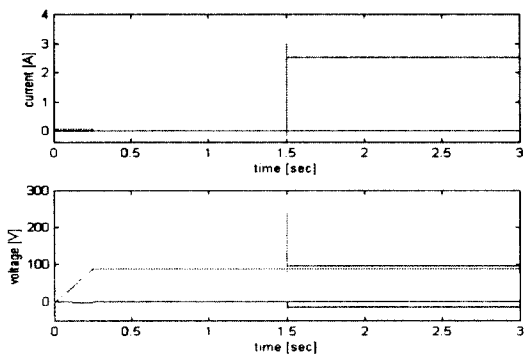
(c) Position synchronous error

Fig. 13 Simulation using cooperative control method(PI)

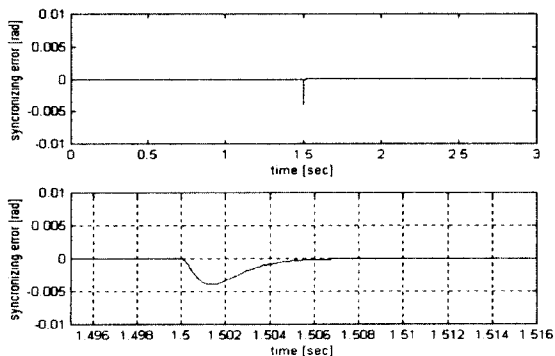
Fig. 13은 마스터-슬레이브 방법과 조건이 동일한 경우의 협조제어방식에 의한 시뮬레이션 결과를 보여준다. (a)의 속도응답에서 초기에는 그다지 차이가 없지만, 외란이 인가된 후의 속도응답에서는 협조제어방식이 마스터-슬레이브방식보다 작은 오버슈터와 짧은 정착시간을 가지는 것을 알 수 있다. (b)는 전류응답과 전압응답이며, (c)는 부하 외란 인가시 $3.6 \times 10^{-3} [rad]$ 의 미소한 위치동기오차가 발생하지만, 마스터-슬레이브 방식에 비하여 그 값이 작고, 빠르게 0으로 수렴하고 있음을 알 수 있다.



(a) Speed response

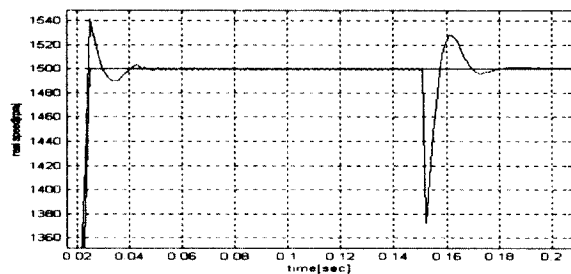
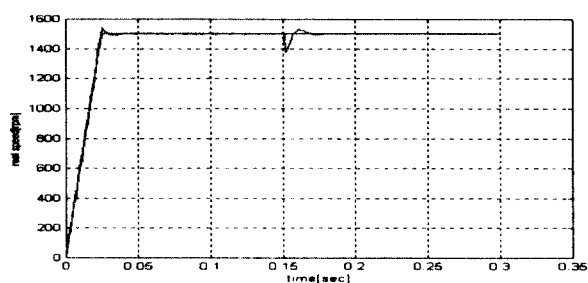


(b) Current and voltage response

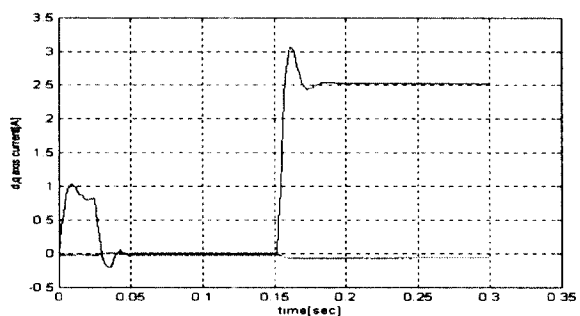


(c) Position synchronous error

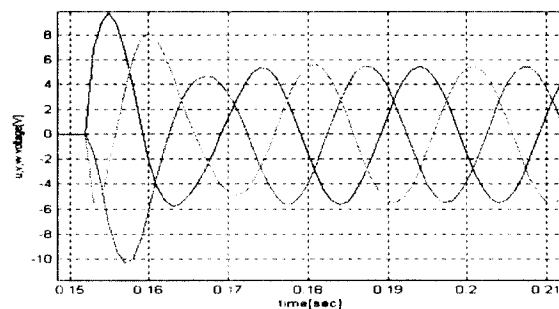
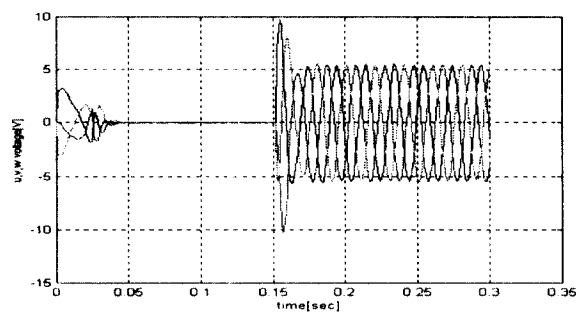
Fig. 14 Simulation using cooperative control method(2DOF PI)



(a) Speed response



(b) Current response(*d, q*)



(c) Voltage response(*u, v, w*)

Fig. 15 Simulation results with PWM

Fig. 14는 속도제어기가 2자유도 PI 제어기로 설계된 협조제어방식에 의한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. (a)는 속도응답에 있어서 다소 지연시간을 가지지만 오버슈터가 전혀 발생하지 않고 단순 PI 제어방식에 비해 정상상태 도달시간이 매우 짧은 양호한 추종성을 보여준다. (b)는 전류응답과 전압응답이며, (c)는 정격의 150%에 상응하는 부하의 란 인가시 3.6×10^{-3} [rad]의 위치동기오차가 발생하는 것을 알 수 있고, 이 값은 단순 PI 제어기와 같은 수치이다.

4.2 PWM 인버터를 상정한 시뮬레이션

실제 실험을 고려하여 우선, 한 축에 대하여 PWM 인버터를 상정한 시뮬레이션을 수행하였다. 여기서, 전류정보는 1[μ s]마다, 전압정보는 100[μ s]마다, 속도정보는 1[ms]마다 갱신되며, PWM 신호 발생에 사용된 캐리어주파수는 10[kHz]이다. Fig. 15는 시간적 제약으로 인하여 시간 스케일을 1/10로 축소하고, 목표치를 0.025초에 1500[rpm]으로 상승하는 램프지령을 주어 Matlab으로 시뮬레이션한 결과이다. Fig. 14와 비교할 때 속도응답에 오버슈터가 발생하는 것은 설정된 상승시간(Rise time)의 차이와 PWM의 특성에 기인한다. 만약, 상승시간을 동일하게 설정한다면 Fig. 15의 속도응답은 오버슈터가 거의 발생하지 않게 된다. Fig. 15에서 설계된 2자유도 PI 제어기와 협조제어방식에 의해서 속도, 전류, 전압응답이 잘 추종함을 알 수 있다. (a)는 전체 속도응답(上)과 전체응답의 확대된 그림(下)이며, (b)는 d, q 축 상의 전류응답, (c)는 u, v, w 상의 전압응답(上) 및 그때의 주파수 및 위상특성(下)을 보여준다.

5. 결 론

본 논문에서는 BLDC 모터와 2자유도 PI 속도제어기를 이용한 정밀 위치동기제어계 설계 방법을 제시하였다. 제안된 방법은 위치동기오차 발생 시 부하를 양 축이 적절히 분담하는 협조제어방식으로 이를 최소화 한다. 또한, 외란 인가시 전류의 마이너루프를 통해 이를 빠르게 보상하도록 설계함으로써 정밀한 위치동기가 실현되도록 하였다.

제안된 방법에 대한 다양한 수치 시뮬레이션을 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) BLDC 모터의 상태방정식에 근거한 비간섭제어와 보드선도 상에서의 각 제어기의 적절한 근사를 통해 전류제어기 및 속도제어기의 설계가 용이하게 되며, 결과적으로 위치동기제어계의 설

계가 용이하게 되었다.

- 2) 지령속도에 대한 양호한 추종성과 외란 인가시의 빠른 보상이 가능한 2자유도 PI 속도제어기는 단순 PI 속도제어기 보다 양호한 추종성능을 보였다.
- 3) 협조제어방식은 기존의 위치동기제어기를 갖는 M/S방식에 비해 약 28% 정도의 위치동기제어 개선효과를 보였다.
- 4) 제안된 위치동기제어계는 정격의 150%에 상당하는 스텝상의 외란하에서 위치동기오차를 약 0.206[°]이내로 유지되도록 제어할 수 있었다.

제안된 방법의 실기 시스템에 의한 타당성 검토는 향후의 과제로 하고자 한다.

참고문헌

1. 변정환, 정석권, 양주호, “다축 구동 시스템의 정밀 위치동기제어(I)”, 정밀공학회지, Vol. 13, No. 7, pp. 115~121, 1996
2. 양주호, 변정환, 김영복, 정석권, “다축구동 시스템의 정밀 위치동기제어(II)-가변구조 및 H_∞ 제어법에 의한 설계”, 정밀공학회지, Vol. 14, No. 3, pp. 98~106, 1996
3. 변정환, 여동준, “외란 관측기를 이용한 2축 구동 시스템의 동기제어”, 대한기계학회 논문집 A 권, Vol. 25, No. 2, pp. 242~249, 2001
4. 변정환, 여동준, “ H_∞ 제어기법을 이용한 2축 구동 시스템의 위치동기제어”, 정밀공학회지, Vol. 18, No. 2, pp. 192~198, 2001
5. 정석권, 김영진, “2축 연속회전시스템의 고정도 위치동기제어”, 전기학회 춘계학술대회 논문집, pp. 311~313, 2001
6. 유성권, 권혁진, 정석권, “BLDC 모터와 2자유도 PI 제어기를 이용한 2축 시스템의 정밀 위치동기제어”, 동력기계공학회 춘계학술대회 논문집, pp. 51~56, 2000
7. 小山正人, 長野鐵明, “規範モデルを用いた電動機の2自由度位置制御”, 日本電気學會論文集D, Vol. 114, No. 2, pp. 137~143, 1994
8. 後藤聰 外 3人, “複數サーボ系における縦軸逆ダイナミクスを用いた主軸位置同期制御法”, 日本計測自動制御學會論文集, Vol. 30, No. 6, pp. 669~676, 1994
9. 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, “ACサーボシステムの理論と設計の實際”, 綜合電子出版社, pp. 76~80, 1990