

DSP를 사용한 AC 서보 모터의 속도 예측 제어

(A Speed Predictive Control of the AC Servo Motor using DSP processor)

金眞煥 *

(Kim Jin Hwan)

요 약

본 논문에서는 AC 서보 모터의 속도 제어를 위해 예측 제어 기법을 도입한다. AC 서보 모터의 속도 제어는 빠른 응답 특성을 요구한다. 이를 위해 AC 서보 모터에 슬라이딩 모드 제어, PID제어 등이 적용되었으나 전자는 채터링 현상에 의해 AC 서보 모터의 속도 응답이 떨림을 보일 수 있고 후자는 계인 설정을 위해 시행 착오를 거쳐야 한다. 원래 공정 제어에 많이 적용되었던 예측 제어의 이점은 우수한 제어 성능에 반해 대상 시스템에 대한 사전 지식과 제어기의 계인 설정 등에 관대한 편이다. 본 논문의 내용으로 AC 서보 모터와 같이 다이내믹스가 빠른 시스템을 위해 TMS320C31 DSP 프로세서를 사용하여 제어기 하드웨어를 구성하고 제어 알고리즘 계산을 간단하게 할 수 있는 예측 제어기의 조정 파라미터를 선정하였다. 또한, 선정된 조정 파라미터에 맞게 QP(Quadratic Programming) 방법을 사용하여 액츄에이터 제한(constraint)을 제어기에 포함하고 모터가 가지는 관성 계수(inertia)에 의해 정/역 회전시 과도 특성을 보이므로 정확한 관성 계수 추정기를 도입하여 과도 특성을 줄이도록 한다.

Abstract

This paper includes AC servo motor speed control using the predictive control strategy. Generally, AC servo motor control should have the fast response characteristics. For the issue, sliding mode control and PID control have been applied. However, the former has the speed ripple response due to the chattering and the latter requires the many trial efforts. Originally, the predictive control which has been used in process control area does not need the priori knowledge for the application system and it is easy to compute the optimal gain with the prediction. In this paper, The TMS320C31 DSP processor is used for AC motor control with fast dynamics and the tuning guide-line for the parameters of the predictive control algorithm is given in order to reduce the computation load. Also, the actuator saturation is implemented using the QP(Quadratic Programming) method and the transient response is improved by the identified inertia coefficient when AC motor is driven at forward/reverse rotation.

I. 서 론

예측제어 기법은 1980년대 이후 여러 기법들이 제

안되어 왔고^[1-4] 산업계에서 실험적으로 얻을 수 있는 모델을 기초로 좋은 성능을 제공하여 실용성 역시 뛰어나다^[5]. 이와같이 예측제어는 기준 모델을 기초로 시스템의 출력 예측식을 도입하여 최적화된 입력을 구하는 것으로서 이동구간 예측제어(receding-horizon predictive control)로도 불리워지며 GPC(Generalized Predictive Control)^[3], CRHPC(Constrained Receding Horizon Predictive Con-

* 正會員, 斗源工科大学 컴퓨터 응용 제어과
(Doowon Technical College, Dept. of Computer Applied Control)

接受日: 1998년 2월 24일, 수정완료일: 1998년 6월 25일

trol)^[4] 등과 같은 기법들이 소개되었다.

이러한 예측제어는 시간지연이 큰 시스템, 즉, 공정 제어에서 다루는 플랜트를 대상으로 주로 적용해왔지만 모션제어와 같은 분야에서의 응용사례는 거의 드물지만 로봇 팔 제어를 위해 사용된 DC 서보 모터에 적용한 결과를 찾아볼 수 있다^[6,7]. 일반적으로 모터 제어는 시스템의 수학적 모델이 단순하므로 기존의 PID제어 등이 많이 쓰이나 알려진 바와 같이 계인 선정을 위해 시행착오를 거쳐야 한다. 물론, 공정제어에서 PID를 적용했을 때와 같이 많은 시간을 소비하지는 않지만 시간적인 관점에서 볼 때 예측제어에 비해 합리적인 제어기법이라 주장하기는 힘들 것 이다. 매 개변수 변동과 외란에 강인한 슬라이딩 모드 제어를 모터의 위치 제어에 적용하였는데^[8] 슬라이딩 평면에서의 채터링은 모터 응답 특성에 떨림이 나타나며 이를 개선하기 위해 슬라이딩 평면에 경계층을 도입한 방법은 오히려 정상 상태 오차를 유발할 수 있는 단점이 있다^[9]. 따라서 슬라이딩 모드 제어기도 시스템 성능에 대해 제한적인 면을 보인다.

이에 반해, 예측제어기의 이점은 다음과 같이 간략하게 요약된다. 1) 간편성 : 예측제어의 기본 아이디어는 단순하고 직관적이다. 즉, 미래 출력을 예측하여 이에 대한 최적 제어 입력을 구한다. 2) 다양성 : 대부분의 제어 문제를 해결하기 위해 다양한 예측 기법들이 소개 되었다^[10]. 3) 검증성 : 많은 적용 사례가 산업계에 보여진다^[10]. 이와같이 예측 제어는 입력 제한을 고려할 때도 간단하게 제어 비용 함수에 추가하여 구할 수 있고 대상 시스템이 선형 시스템이라면 기존의 다른 제어 기법에 비해 구현상의 간단함과 더불어 우수한 성능을 유지한다.

본 논문에서는 AC 서보 모터의 속도제어에 예측 기법을 도입하며 실제적인 제어 관점에서 AC서보 모터의 드라이브 부분에서 예측제어기 제한인 PWM 신호의 제한을 고려한다. 또한, 예측 제어기는 미래 출력 예측을 필요로 하기 때문에 이에 대한 조정 파라미터가 요구되는데 결과적으로 조정 파라미터의 선정을 고려해야 한다. 폐-루프 시스템의 안정도를 보장하는 범위에서 조정 파라미터를 선정하는 방법들을 제시하였다^[11]. AC 서보 모터 제어와 같은 모션 제어는 빠른 샘플링을 요구하므로 TMS320C31 DSP 프로세서를 사용하며 안정도를 보장하는 범위에서 제어 알고리즘의 연산 시간을 최소화하도록 조정 파라미터를 선정

한다. 실험 결과에서 출력 예측 구간에 따른 응답 특성 결과를 보여주며 모터가 가지는 관성 계수에 따라 정/역 회전시 과도 응답을 보이는데 이것은 관성 계수의 추정을 통해 과도 응답을 감소 시킴을 보여준다.

II. AC Servo motor 모델링

AC 모터의 속도 모델은 다음과 같다.

$$J \frac{dw}{dt} = \tau_g \tag{1}$$

여기서 w , J , τ_g 는 각각 모터의 각속도, 관성 계수, 구동 토크이다.

식 (1)의 라플라스 변환과 이산화 모델은 다음과 같다.

$$w(s) = \frac{1}{s} \frac{u(s)}{J} \tag{2}$$

$$w(k) = \frac{h/J}{1-q^{-1}} u(k-1) \tag{3}$$

여기서 q^{-1} 은 역 쉬프트 연산자이고 h 는 샘플링 시간, $u(k-1)$ 는 모터의 입력으로 식(1)의 구동 토크이다.

식(3)에서 보여지는 모터의 이산화 모델에서 정확한 J 값을 가져야 한다. 모터의 관성 계수는 공칭 값으로 설정되는데 정확하지 않은 경우 관성계수의 영향에 의해 제어 성능에 영향을 줄 수 있다. 따라서 정확한 관성 계수의 추정을 위해 다음과 같이 식(3)의 회귀 모델을 고려한다.

$$w(k) - w(k-1) = h \cdot u(k-1) \cdot \gamma \tag{4}$$

여기서 $\gamma = J^{-1}$.

$$\gamma(k) = \gamma(k-1) + K(k)[w(k) - w(k-1) - h \cdot u(k-1) \cdot \gamma(k-1)]$$

$$K(k) = \frac{P(k-1) \cdot h \cdot u(k-1)}{\lambda_1 + h^2 \cdot u^2(k-1) \cdot P(k-1)}$$

$$P(k) = [1 - K(k) \cdot h \cdot u(k-1)]P(k-1)$$

(5)

여기서 $K(k)$ 와 $P(k)$ 는 각각 이산화 시간 k 에서 동정기의 계인과 회귀 행렬이고 λ_1 는 $K(k)$ 의 발산을 방지하기 위한 요소로서 $0 \leq \lambda_1 \leq 1$ 이다.

III. 모터의 속도 예측 제어

1. 모터의 속도 예측

모터의 속도 모델 식(3)을 CARIMA 모델^[3] 로 고

려하면 다음과 같다.

$$w(k) = \frac{h/I}{1-2q^{-1}+q^{-2}} \Delta u(k-1). \quad (6)$$

다음으로 식(6)의 예측값은 직관적으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} w(k+1) &= 2w(k) - w(k-1) + \frac{h}{J} \Delta u(k) \\ w(k+2) &= 2w(k+1) - w(k) + \frac{h}{J} \Delta u(k+1) \\ &= 3w(k) - 2w(k-1) + \frac{2h}{J} \Delta u(k) + \frac{h}{J} \Delta u(k+1) \\ w(k+3) &= 2w(k+2) - w(k+1) + \frac{h}{J} \Delta u(k+2) \\ &= 4w(k) - 3w(k-1) + \frac{3h}{J} \Delta u(k) + \frac{2h}{J} \Delta u(k+1) + \frac{h}{J} \Delta u(k+2) \\ &\vdots \end{aligned}$$

위 과정을 정리하면 다음과 같은 속도 예측식을 얻을 수 있다.

$$w(k+j) = (j+1)w(k) - jw(k-1) + \sum_{p=1}^j \frac{(j-p+1)h}{J} \Delta u(k+p-1). \quad (7)$$

2. 제어 규칙

비용 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$J = \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} [w_r(k+j) - \widehat{w}(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) \Delta u^2(k) \right\} \quad (8)$$

여기서 N_2 , N_u , λ 는 각각 출력 예측 구간, 입력 예측 구간, 입력 가중치이다.

식(8)의 행렬 형태는 다음과 같다.

$$J = [w_r - \widehat{w}]^T [w_r - \widehat{w}] + \Delta u^T \Lambda \Delta u \quad (9)$$

여기서 $w_r = [w_r(k+1) \dots w_r(k+N_2)]$, $\widehat{w} = [\widehat{w}(k+1) \dots \widehat{w}(k+N_2)]$, $\Delta u = [\Delta u(k) \dots \Delta u(k+N_u-1)]$, $\Lambda = [\lambda(1) \dots \lambda(N_u)]$

식(9)에 포함되어 있는 속도 예측식의 행렬 형태는 다음과 같다.

$$\widehat{w} = G \Delta u + f \quad (10)$$

여기서

$$f = \begin{bmatrix} 2w(k) - w(k-1) \\ 3w(k) - 2w(k-1) \\ \vdots \\ (N_2+1)w(k) - N_2w(k-1) \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 2 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 3 & 2 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ N_2 & N_2-1 & N_2-2 & \dots & 1 \end{bmatrix} \frac{h}{J}.$$

식(9)를 Δu 에 대해 최적화 하면

$$\Delta u(k) = [G^T G + \Lambda]^{-1} G^T [w_r - f]. \quad (11)$$

예측 제어기는 식(8)과 같이 여러개의 조정 파라미터를 갖는다. 이 때문에 조정 파라미터를 어떻게 조정해야 하는지 고려해야 하는데 GPC를 사용할 때 다음과 같이 조정 파라미터를 설정할 때 페루프 시스템의 안정도는 보장된다^[11].

$$N_u = 1, \quad \lambda = 0, \quad N_2 \geq 2n - 1 \quad (12)$$

여기서 n 은 시스템 상태 수이다.

식(11)과 식(12)로부터 조정 파라미터를 선정할 때 최적화된 입력을 단순화 하면 다음과 같다.

$$\Delta u(k) = ke \quad (13)$$

여기서 $e = G^T [w_r - f]$ 이고 $k = [G^T G + \Lambda]^{-1}$.

3. 입력 제한

액추에이터의 입력제한을 고려할 때, 제어 입력이 다음과 같이 제한된다고 생각해 보자.

$$u_{lower} \leq u(k) \leq u_{upper} \quad (14)$$

$N_u = 1$ 을 갖는 경우, QP(Quadratic Programming) 방법을 사용하여 식(8)에 대해 입력을 제한할 때 다음과 같이 표현할 수 있다.

Minimize J , subject to $C \Delta u \geq d$

여기서

$$C = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} u_{min} \\ -u_{max} \end{bmatrix}, \quad \Delta u = \Delta u(k)$$

여기서 $u_{min} = u_{min} - u(k-1)$ 이고 $u_{max} = u_{max} - u(k-1)$.

정리 1. 입력 제한에서 $N_u = 1$ 에 대해 다음과 같은 입력 제한을 갖는 GPC는 최적화된 제어를 갖는다.

$$u(k) = \text{sat}(u_{max}, u_{min}, u(k)) = \begin{cases} u_{max} & u(k) > u_{max} \\ u_{min} & u(k) < u_{min} \\ u(k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

증명 : 입력 제한일 때 C 와 d 는 1과 u_{min} 이거나

-1과 u_{max} 이다. 따라서 비용함수 식(9)는 다음과 같 이 된다.

$$J = [\omega_r \hat{\omega}]^T [\omega_r \hat{\omega}] + \lambda \Delta u^2(k) + 2\mu [c \Delta u(k) - d] \quad (16)$$

여기서 c 와 d 는 입력 제한이 필요할 때 C 와 d 로 부터 지정되며 μ 는 라그랑지 연산자(lagrange multiplier)이고 위식을 $\Delta u(k)$ 에 의해 편미분하면

$$\begin{bmatrix} \tilde{g} & c \\ c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \mu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ d \end{bmatrix} \Rightarrow \Delta u(k) = \frac{d}{c} \quad (17)$$

이때, $u(k) < u_{min}$ 이면 $d = u_{min} - u(k-1)$ 이고 $c=1$ 이고, $\Delta u(k) = \frac{d}{c} = u_{min} - u(k-1)$. 따라서 $u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) = u_{min} - u(k-1) + u(k-1) = u_{min}$. 마찬가지로 $u(k) > u_{max}$ 이면 $d = -u_{max} - u(k-1)$ 이고 $c=-1$ 이고, $\Delta u(k) = \frac{d}{c} = u_{max} - u(k-1)$. 따라서 $u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) = u_{max} - u(k-1) + u(k-1) = u_{max}$.

4. 외란제거 필터

모터에 가해지는 외란에 대한 제거는 일반적으로 필터 도입에 의해 처리하며 예측 제어기에서도 마찬가지로 전처리 필터를 도입하여 외란 제거 효과를 볼 수 있다. 먼저 식(1)의 AC 모터의 속도 모델에 외란항을 고려한 이산화 모델은 다음과 같다.

$$w(k) = \frac{hI}{AZ} \Delta u(k-1) + v(k) \quad (18)$$

여기서 $\Delta = 1 - q^{-1}$, $u = \tau_a$, v 는 외란이다.

GPC의 의한 제어기를 다음과 같이 쓰면

$$R\Delta u(k) = Tw_r(k) - Sw(k) \quad (19)$$

여기서 R , T 와 S 는 각각 제어 입력, 기준 입력, 속도 출력에 관계된 다항식이다.

폐루프 전달함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} w(k) &= \frac{BT_c}{AR\Delta + q^{-1}BS} w_r(k-1) + \frac{AR\Delta}{P_c T_c} v(k) \\ &= \frac{B}{P_c} w_r(k-1) + \frac{AR\Delta}{P_c T_c} v(k) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 $P_c = [AR\Delta + q^{-1}BS] T_c$.

식(20)으로부터 필터 T_c 를 저주파 통과 필터로 설

계함으로써 추적 성능에 영향을 주지 않고 외란 $v(k)$ 의 영향을 줄임으로써 외란에 대한 강인성을 보장할 수 있다.

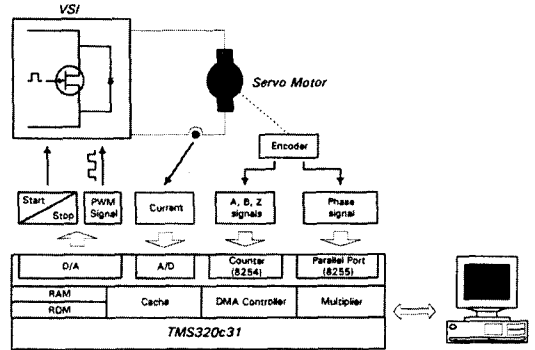


그림 1. AC 서보 모터 제어 시스템
Fig. 1. AC Servo motor control system.

IV. 실험 사례

1. AC 서보 모터의 제어 시스템

실험에 사용한 모터는 야스카와 200W AC 모터를 사용하고 속도측정을 위한 센서는 상대위치센서인 증분형 인코더이다. 회전당 1500펄스를 발생하며 이 펄스를 4채배 하여 분해능을 더욱 높인다. 그러므로 제어기에서 검출하는 분해능은 기계각으로 0.06도이다. 제어 알고리즘을 수행하기 위해 부동 소수점 연산을 할 수 있는 TMS320C31 DSP 보드를 사용하였다. DSP 보드의 메모리는 32k 워드이며 시스템 클럭은 33MHz이다. 측정값은 486 PC에 전송되며 병렬 포트 로 되어있기 때문에 고속 전송이 가능하고 전송된 데이터는 하드 디스크에 저장된다. 실험에서 사용하는 제어기의 샘플링 주파수는 2kHz이다. DSP보드에 아날로그 I/O와 디지털 I/O가 있는데 병렬 포트는 모터의 구동 검출 신호인 U, V, W펄스를 검출하여 모터가 정/역으로 구동되게 스위칭 소자의 도통시점을 결정한다. 위치 검출 신호인 A, B펄스를 계수하여 현재의 속도를 계산한다. 제어기에서 계산된 제어입력에 비례하는 값은 디지털/아날로그 변환기에서 아날로그 값으로 출력되고, PWM 신호로 변환되어 스위칭 소자의 도통신호에 들어간다. 이 PWM 신호는 병렬포트에서 결정된 정/역 신호와 함께 모터의 속도를 결정한다. AC 서보 모터 제어시스템의 전체 블록도는 그림 1에서 보여진다.

2. 실험 결과

모든 실험에서 모터의 관성계수는 0.001038, 조정 파라미터는 앞서 서술한 바와 같이 $N_u=1$, $\lambda=0$ 이고 N_2 는 2, 5, 7로 선정한다. 모터의 관성계수는 정확히 알수 없기 때문에 기존의 실험에서 적용해왔던 값으로 선정하였다. 첫 번째 실험 사례 $N_2=2$ 일 때의 결과가 그림 2에서 보여진다. 그림에서 볼 수 있듯이 상당한 과도 응답이 보인다.

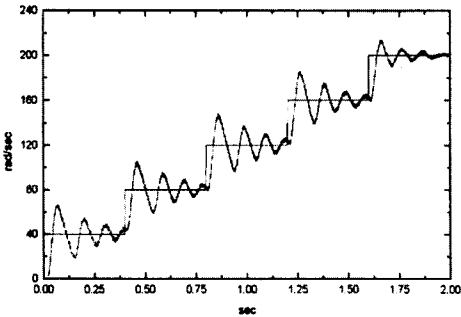


그림 2. $N_2=2$ 일 때 속도 응답
Fig. 2. Speed response for $N_2=2$.

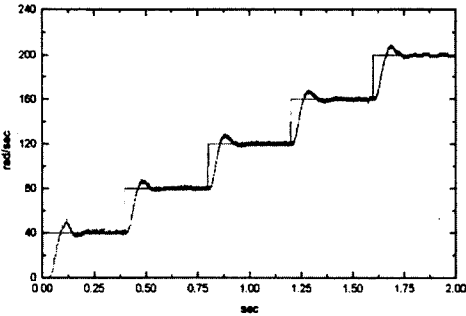


그림 3. $N_2=5$ 일 때 속도 응답
Fig. 3. Speed response for $N_2=5$.

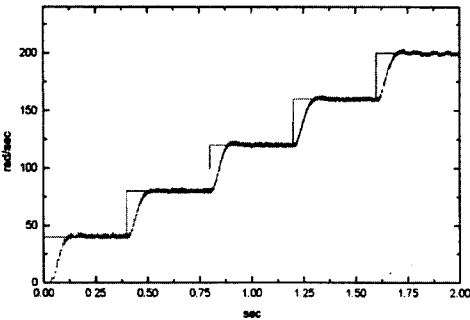


그림 4. $N_2=7$ 일 때 속도 응답
Fig. 4. Speed response for $N_2=7$.

두 번째 결과로 $N_2=5$ 일 때 결과가 그림 3에서 보

여진다. 예측 구간이 커짐에 따라 응답 특성 또한 개선 됨을 알 수 있지만 여전히 오버-슈트를 가진다. 그림 4에서 $N_2=7$ 일 때 결과로 깨끗한 응답 특성을 보인다. 당연히 예측 구간이 증가에 따라 응답-성능 개선을 피할 수 있다. 다음은 PI 제어 기법을 AC 서보 모터에 적용하는데 PI 게인의 설정은 주파수 응답에 의한 게인 설정 방법 [12]이 있으나 이것은 시스템 응답이 일정한 진동을 가질 때 주파수 역에서 게인을 구한다. 모터와 같이 다이내믹스가 빠른 시스템은 이러한 진동을 발생시키지 못하기 때문에 시행 착오적인 방법으로 게인을 구한다. 여러 번의 게인 선정을 통해 얻어진 $K_p=20$, $K_I=900$ 를 사용하여 AC 서보 모터에 적용하였다. 그림 5에서 보여지듯이 정상 상태 도달 시간이 그림 4에서 보여지는 GPC에 비해 다소 많았다. 그림 4와 5에서 볼 때 GPC의 경우 더 완전한 도달 특성이 보여진다. 이것은 GPC의 경우 모터를 이용한 각종 시스템에서 모터에 의한 소음 및 진동에 의한 효과가 개선된다고 볼 수 있을 것이다.

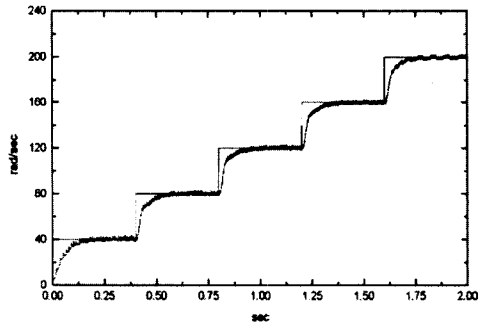


그림 5. PI 제어 $K_p=20$, $K_I=900$
Fig. 5. PI Control with $K_p=20$ and $K_I=900$.

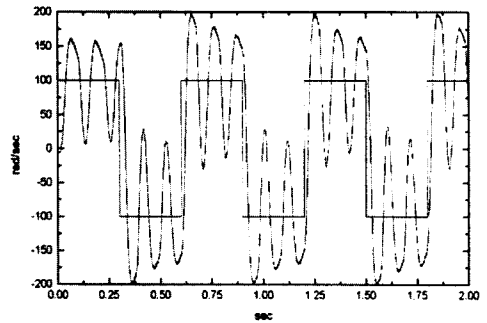


그림 6. 고정된 관성계수(0.001038)에 대해 $N_2=2$ 일 때 속도 응답
Fig. 6. Speed response for $N_2=2$ with the fixed inertia (0.001038).

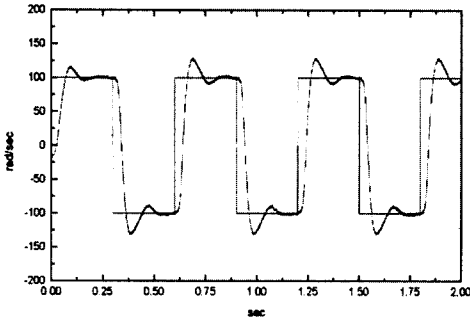


그림 7. 고정된 관성계수(0.001038)에 대해 $N_2=5$ 일 때 속도 응답

Fig. 7. Speed response for $N_2=5$ with the fixed inertia (0.001038).

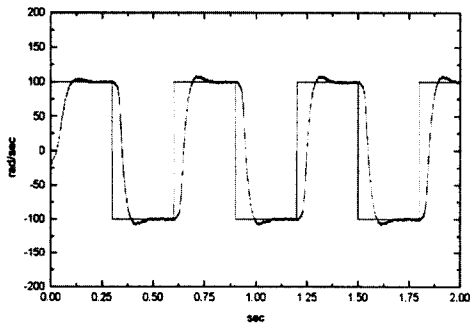


그림 8. 고정된 관성계수(0.001038)에 대해 $N_2=7$ 일 때 속도 응답

Fig. 8. Speed response for $N_2=7$ with the fixed inertia (0.001038).

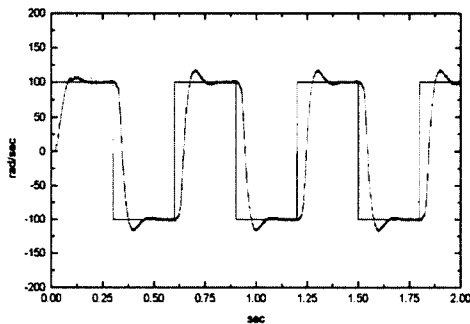


그림 9. 추정된 관성계수에 대해 $N_2=2$ 일 때 속도 응답
Fig. 9. Speed response for $N_2=2$ with the identified inertia.

다음으로 정/역 회전을 통해 관성 계수의 영향을 보도록 한다. 공칭 값으로 설정한 관성 계수 $J=0.0001038$ 에 대해 N_2 를 2, 5, 7로 할 때 응답을 보면 그림 5에서 $N_2=2$ 인 경우 상당한 과도 응답이 보여진다. 앞의 결과에서도 보였듯이 N_2 가 커짐에 따라

관성 계수의 영향을 줄일 수 있다. 이 결과는 그림 6, 7에서 보여진다. $N_2=5$ 일 때 그림 6에서 보여지는 바와 같이 그림 5에 비해 과도 특성이 상당히 개선된다. $N_2=7$ 인 경우 그림 8에서 볼 수 있듯이 과도 특성이 더욱 호전됨을 볼 수 있다. 이에 반해, 관성 계수를 추정하여 제어하는 경우, 그림 9에서 적용한 $N_2=2$ 인 경우에도 그림 5에 비해 개선된 결과를 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 AC 서버 모터에 예측 제어를 도입하여 속도 제어 결과를 보여 주었다. 서론에서 열거한 바와 같이 예측 제어는 제어기 설계 시 계인 설정 등의 어려움이 없으며 단순히 출력 예측 구간을 증가시킴으로써 응답 성능을 개선시킬 수 있다. 또한, 관성 계수의 영향을 줄이기 위해 최소-자승법을 도입하여 관성 계수를 추정한 결과는 같은 예측 구간에도 개선된 응답 성능을 보였다.

추후에 계단 외란과 임펄스 외란에 대한 외란제거 효과를 보이기 위해 예측 제어기에 도입되는 입/출력 값에 전처리 필터를 사용하여 외란에 대한 강인성 향상 효과를 보고자 한다.

참고 문헌

- [1] C. R. Cutler and B. L. Ramaker, "Dynamic matrix control - a computer control algorithm," *Proc. JACC*, San Francisco CA, 1980.
- [2] P. M. Bruijn and H. B. Verbruggen, "Model algorithmic control using impulse response models," *Journal A*, vol. 25, no. 2, pp. 69-74, 1984.
- [3] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control - part 1 and 2," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137-148, 1987.
- [4] D. W. Clarke and R. Scattolini, "Constrained receding horizon predictive control," *IEE Proc. part-D*, vol. 138, no. 4, pp. 347-354, 1991.
- [5] J. Richalet, "Industrial applications of model based predictive control," *Auto-*

- matica*, vol. 29, no. 5, pp. 1251-1274, 1993.
- [6] D. W. Clarke, "Application of generalized predictive control to industrial processes," *IEEE Control Sys. Mag.*, pp. 49-55, April, 1988.
- [7] T. T. C. Tsang, The application of predictive control to flexible robot arms, Ph.D. Thesis, Dept. Eng. Sci. Parks Road, Oxford University UK, 1990.
- [8] C. Namuduri, "A servo control system using a self-controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode controller," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 2, pp. 283-295, 1987.
- [9] J. J. Slotine and S. S. Sastry, "Tracking control of nonlinear system using sliding surface, with application to robot manipulators," *Int. J. Cont.*, vol. 38, no. 2, pp. 465-492, 1983.
- [10] D. W. Clarke, *Advances in model-based predictive control*, Oxford university press, 1994.
- [11] D. W. Clarke and C. Mohtad, "Properties of generalized predictive control," *Automatica*, vol. 25, no. 6, pp. 859-875, 1989.
- [12] K. J. Astrom and T. Hagglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, 1988.

 저 자 소 개



金眞煥(正會員)

1967년 5월 15일생. 1991년 인하대학교 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996년 9월 ~ 1997년 2월 인하대학교 산업과학기술연구소 선임연구원. 1997년 3월 ~ 현재 두원공과대학 컴퓨터응

용제어과 조교수