

DFT 기반의 시스템 모델링을 이용한 DC Motor의 위치제어

The Position Control of DC Motor using the System Modeling based on the DFT

안 현 진* · 심 관 식† · 임 영 철** · 남 해 곤** · 김 광 현** · 김 의 선***
(Hyun-Jin Ahn · Kwan-Shik Shim · Young-Cheol Lim · Hae-Kon Nam ·
Gwang-Heon Kim · Eui-Sun Kim)

Abstract - This study presents a new method of system modeling by using the Discrete Fourier Transform for the position control system of DC Motor. And the proposed method is similar to the method of System Identification by analysis of correlation of the measured input-output data. The measured output signals are transformed to the frequency domain using DFT. The Fourier Spectrum of the transformed signals is used for knowing to the feature of having an important effect on the system. And transfer function of the second order system is estimated by the dominant parameter which is computed in the magnitude and the phase of Fourier spectrum of the transformed signals. In addition, the output signal includes the unique feature of system. So, although the basic parameter of the system is unknown for us, the proposed method has an advantage to system modeling. And the controller is easily designed by the estimated transfer function. Thus, in this paper, the proposed method is applied to the system modeling for the position control system of DC Motor and the PD-controller is designed by the estimated model. And the efficiency and the reliability of the proposed method are verified by the experimental result.

Key Words : System identification, Fourier transform, Parameter, Estimation, Modeling, Control design

1. 서 론

직류전동기는 선형적인 전류-토크 특성을 가지고 있어서 산업현장에서 정밀한 위치를 제어하는데 많이 이용되고 있으며, 이러한 위치제어를 위해 지금까지 많은 시스템 모델링 방법과 제어 알고리즘이 제안되었다. 일반적으로 모델링은 시스템의 기본 파라미터와 입출력의 물리적인 상관관계를 수학적으로 나타내고, 이를 이용하여 시스템을 해석하고 제어를 설계한다[1-2]. 그러나 실제 시스템의 파라미터를 모두 파악한다는 것은 현실적으로 어렵기 때문에 시스템을 정확히 모델링하고 이를 바탕으로 제어를 설계하는 과정도 복잡하고 어렵다. 컴퓨팅 기술이 발달한 최근에 시스템의 입출력 데이터를 이용한 시스템 내부의 파라미터를 추정하는 시스템 식별(SI, system identification)이 활발히 연구되고 있다. 시스템 식별은 파라메트릭법(parametric)과 비파라메트릭법(nonparametric)으로 나뉘게 되는데, 이는 시간영역과 주파수영역에서의 중요한 모드에 대한 분석을 통해서 시스템의 동특성, 즉 시스템 내부의 파라미터를 파악하는 방법이다[3-8].

본 논문은 SI와 같이 계측한 신호의 분석을 통한 시스템 모델링 방법을 제안하고, 이를 이용해서 제어를 설계하는 방법에 대하여 기술하고 있다. 계측한 신호를 분석하는데 가장 많이 쓰이는 방법 중 하나로 이산 푸리에 변환(DFT)이 있다. 문헌 [9]에서는 DFT에서 계산한 푸리에 스펙트럼과 위상으로 시스템의 중요한 파라미터를 추정하는 방법을 기술하고 있다. 이와 같은 푸리에 변환을 이용한 파라미터 추정 방법은 이산 신호를 빠르게 처리할 수 있는 장점이 있다. 따라서 본 논문은 DFT를 이용하여 제동계수와 침두주파수를 구하고, 이를 이용하여 2차 폐루프 시스템의 전달함수로 추정하는 새로운 방법을 제안한다. 시스템의 지배모드가 복소평면의 허수축에 가까이 있게 되면, 출력은 복소지수함수의 형태로 나타난다. 이러한 출력의 파라미터를 추정하면, 시스템의 지배모드와 크기를 알 수 있다. 또한, 일반적인 선형모델의 전달함수는 임펄스응답의 결과이기 때문에 계측된 신호로부터 전달함수를 추정하기 위해서는 신호를 정규화해야 한다.

본 논문에서 제안한 모델링 방법은 간단한 계산으로 이루어지기 때문에 모델링부터 제어기 설계까지의 과정이 매우 쉽게 이루어진다. 만일, 시스템의 계측한 출력의 신호가 복소지수함수의 특성을 가지고 있다면, 시스템의 특성이 포함된 전달함수를 추정할 수 있다. 그리고 추정한 전달함수를 이용하면 제어를 쉽게 설계할 수 있다. 본 논문에서는 DC Motor 위치 제어 시스템에 제안한 방법을 적용하여 시스템 모델을 추정하고, 그 추정한 모델을 이용한 제어를 설계한다. 즉, DC Motor 위치 정보를 계측하고, 계측한 출력의 이산 신호는 이산 푸리에 변환을 통한 중요모드의 해석에 의

* 정 회 원 : 전남대학교 전기공학과 박사과정
** 정 회 원 : 전남대학교 전기공학과 교수
*** 정 회 원 : 신경대학교 인터넷정보통신학과 교수
† 교신저자, 정회원 : 전남대 공업기술연구소 특별연구원
E-mail : simgong@ieee.org
접수일자 : 2012년 1월 9일
최종완료 : 2012년 3월 27일

해 제동비와 고유주파수를 구하고, 추정된 파라미터를 이용하여 2차 페루프 시스템의 전달함수를 추정한다. 또한, 추정된 전달함수를 이용하여 쉽게 제어기를 설계하여 DC Motor 시스템에 적용함으로써 제안한 방법의 효율성과 신뢰성을 검증한다.

2. DFT를 이용한 시스템 모델링

2.1 이론적 배경

신호와 시스템에 적용되는 푸리에 변환은 서로 다른 주파수 ω 를 갖는 신호들을 복소 지수함수 $e^{j\omega t}$ 들의 선형조합으로 표현하고, 각각의 복소지수함수가 포함되는 양을 해당 주파수 성분으로 정의하는 것이다. 임의의 연속함수에 대한 푸리에 변환은 식 (1)과 같다.

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1)$$

그리고 라플라스 변환은 임의의 연속시간 신호를 Ke^{st} 형태인 복소지수의 합으로 표현한다. 어떤 유한한 실수 σ 에 대하여 식 (2)를 만족하는 실함수 $x(t)$ 가 주어진다고 하자.

$$\int_0^{\infty} |x(t)e^{-\sigma t}| dt < \infty \quad (2)$$

임의의 연속 시간함수에 대한 라플라스 변환은 식 (3)과 같다.

$$X(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-st} dt \quad (3)$$

그러므로, 라플라스 변환과 푸리에 변환 사이의 관계는 식 (4)와 같다.

$$X(s)|_{s=j\omega} = X(\omega) \quad (4)$$

그러나, 푸리에 변환은 연속시간에서 신호 $x(t)$ 의 주파수 성분을 효율적으로 분석할 수 있지만, 적분 가능한 신호에 대해서만 적용할 수 있다.

2.2 이산신호 모델

일반적으로 SI의 방법 중에서 ETFE(empirical transfer function estimate) 알고리즘의 경우 입·출력 신호의 푸리에 변환에서 관련 함수를 계산하여 전달함수를 추정하고, N4SID(subspace state space system identification)와 같은 subspace 알고리즘은 입·출력 벡터를 이용한 확대관측행렬을 계산하여 모델을 추정하는 방법이다[3~8]. 따라서 SI의 알고리즘은 출력 신호뿐만 아니라 입력 신호도 측정을 해야 정확하게 전달함수와 시스템의 모델을 추정할 수 있다. 또한, 일반적으로 전달함수는 선형시불변 가정에서 정의하며, 모든 초기조건이 0일 때의 임펄스 응답에 대한 결과로 나타

난다.

본 논문에서 제안한 시스템 모델링 방법은 출력에 포함된 시스템의 중요 모드를 해석한 전달함수의 모델링 방법이다. 일반적인 SI의 방법과는 다르게 입력을 제외한 출력만을 이용해서 전달함수를 추정하기 때문에 이는 큰 제약조건이 되고, 이로 인해 이산신호의 정규화 과정이 필요하게 된다.

따라서 제안한 방법을 시험하기 위해서는 다음과 같은 제약 조건을 가정한다.

(1) 시스템의 출력은 복소지수함수의 형태이다. 시스템의 특성이 독립적인 모드로 존재하며, 출력에 그 특성이 포함되어야만 한다.

(2) 출력에 과도응답 특성이 비교적 크게 포함되어 있어야 한다. 작은 외란이나 잡음이 포함된 정상상태와 같은 ambient 신호에 대해서는 본 논문에서 제안한 방법을 적용하기 어렵다. 따라서 출력에 시스템의 중요모드가 포함된 복소지수함수의 형태의 신호에 대해서 제안한 방법을 적용할 수 있다.

(3) 시스템의 중요 모드가 나타나는 복소지수함수의 출력은 선형시불변이어야만 한다. 즉, 동일한 입력에 대하여 동일한 출력이 발생해야만 한다.

따라서 시스템의 출력은 $y(t)$ 라하고, 초기 출력을 y_0 라면, 시간의 변화에 따른 출력은 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = y_0 + \frac{d}{dt}y(t) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt}y(t) = K\frac{d}{dt}x(t) = \sum_{a=1}^n R_a e^{\lambda_a t} \quad (6)$$

식 (6)의 R_a 는 미소변화에 따른 residue이고, 따라서 $\frac{d}{dt}y(t)$ 는 상태변수에서 a-번째 모드의 residue에 출력을 곱하여 모두 합한 값이다. 만약 i번째 모드가 시스템의 특성에 지배적인 영향을 주는 복소모드라 하면, 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = y_0 + R_i e^{\lambda_i t} + \bar{R}_i e^{\bar{\lambda}_i t} \quad (7)$$

식 (7)의 공액복소수에 의해 시스템의 특성은 출력이 복소지수함수의 형태로 나타남을 알 수 있다. 따라서 시스템의 출력은 2차 시스템의 형태로 나타나게 됨을 알 수 있다. 식 (7)을 라플라스 변환하면 다음과 같다.

$$Y(s) = \frac{Y_0}{s} + \frac{R_i}{s-\lambda_i} + \frac{\bar{R}_i}{s-\bar{\lambda}_i} \quad (8)$$

초기 값 $y_0=0$ 이면, 위의 식 (8)의 Y_0 는 0이므로, 식 (9)와 같은 2차 시스템의 식을 얻을 수 있다.

$$G(s) = \frac{R_i}{s-\lambda_i} + \frac{\bar{R}_i}{s-\bar{\lambda}_i} \quad (9)$$

식 (9)는 출력에서 초기 값의 영향이 제거된 시스템 중요 모드의 특징만을 포함한 식이다. 따라서 외란에 의한 시스템의 응답이 변화한다면, 시스템의 출력은 지배적인 모드에 의해 좌우됨을 알 수 있고, 선형시불변 시스템의 전달함수는 단위 임펄스에 대한 라플라스 변환으로 나타낼 수 있기 때문에 식 (9)는 시스템의 전달함수가 된다.

2.3 DFT에서의 첨두주파수 및 제동계수 추정 방법

계측한 신호는 DFT를 하면, 푸리에 스펙트럼의 크기와 위상으로 나타난다. 본 논문에서 제안한 모델링 방법은 스펙트럼 해석을 통해 중요모드에서의 첨두주파수와 제동계수를 비교적 간단한 계산에 의한 도식적인 방법이다.

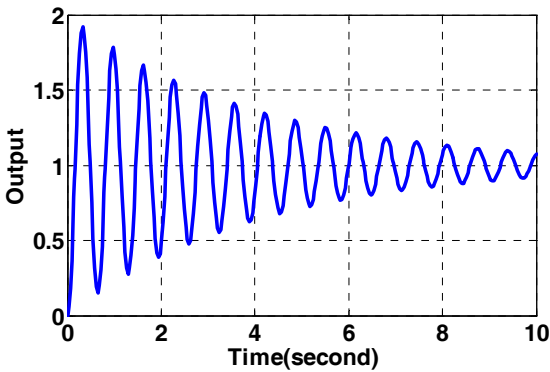


그림 1 임의의 시스템 출력
Fig. 1 Output response of the arbitrary system

계측한 이산 신호로부터 푸리에 스펙트럼을 구해 계산하는 과정은 다음과 같다. 그림 1의 임의의 시스템 출력은 식 (10)과 같이 연속함수 $x(t)$ 가 크기 A를 가진 주파수 ω' 와 위상 ϕ 인 코사인함수와, 제동계수가 α 인 지수함수의 곱의 형태를 띤 지수감쇠코사인함수의 형태로 나타낼 수 있다[Appendix A1.1-A1.2].

$$x(t) = Ae^{-\alpha t} \cos(\omega' t + \phi) \tag{10}$$

식 (10)을 푸리에 변환하면, 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$X(\omega') = \frac{1}{2} Ae^{j\phi} X_c(0), \text{ (단, } X_c(0) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-\alpha n} \text{)} \tag{11}$$

또한 $N \rightarrow \infty$ 이면, $X_c(0)$ 는 식 (12)와 같이 제동계수의 역수로 수렴하게 된다.

$$X_c(0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-\alpha n} = \frac{1}{\alpha} \tag{12}$$

실제 DFT는 데이터의 수가 N개로 제한이 되기 때문에 식 (12)와 같이 $1/\alpha$ 로 수렴을 하지 않을 수 있다. 그러므로 주어진 데이터에 의해서 $X_c(0)$ 를 계산할 때, 식 (11)을 적용하는 것이 더 정확하다.

첨두주파수는 이산 신호에 포함된 중요 주파수이고, 첨두 스펙트럼에 해당하는 주파수를 의미한다. 그림 2는 DFT에 의한 푸리에 스펙트럼과 파라미터의 관계로써 첨두주파수는 ω 이다. 따라서 제동계수는 문헌 [10]의 방법에 의해 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha = |\omega - \omega_\alpha| \tag{13}$$

또한, 문헌[9]에서는 다양한 방법의 제동계수를 구하는 방법을 제안하고 있다. 그 중에서 첨두주파수 ω 일 때, 스펙트럼의 크기 $X(\omega)$ 와 제동계수의 주파수 ω_α 일 때, 스펙트럼의 크기 $X(\omega_\alpha)$ 의 관계는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다. 따라서 첨두주파수에서 제동계수만큼 주파수가 이동할 때, 푸리에 스펙트럼의 크기가 첨두치의 70.7%가 됨을 나타낸다.

$$X(\omega_\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2}} X(\omega) \tag{14}$$

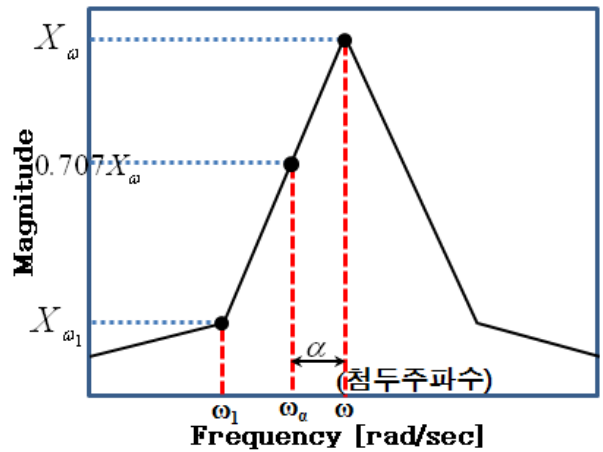


그림 2 푸리에 스펙트럼과 파라미터
Fig. 2 Fourier spectrum and parameter

결국 제동계수는 크기 스펙트럼에서 첨두치 값의 70.7% 되는 지점의 값을 선정하고, 그 지점의 주파수는 첨두주파수와 α 만큼의 차이가 있고, 첨두주파수 ω 와 ω_1 주파수와의 편차로써 식 (15)와 같이 간단한 산술 과정만으로 구할 수 있다. 여기에서 α 는 제동계수이고, 첨두주파수와 크기는 ω 와 X_ω , 좌측 스펙트럼의 첫 번째 주파수와 그 크기는 ω_1 과 X_{ω_1} 이다.

$$\alpha = \left| \frac{(\omega^2 - \omega_1^2) X_{\omega_1}}{2\omega_1 \sqrt{X_\omega^2 - X_{\omega_1}^2}} \right| \tag{15}$$

2.4 추정 전달함수 모의 방법

본 논문에서 제안한 시스템 DFT를 이용한 모델링 방법에 의해서 추정한 전달함수는 식 (16)과 같은 2차 페루프 시스템의 기본형으로 모의한다. 그리고 추정한 전달함수는 제동비와 고유주파를 대입하면 얻을 수 있다. 여기에서 ζ 와

ω_n 은 추정된 전달함수의 제동비와 고유주파수이다.

$$\hat{G}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

DFT에 의해서 추정된 파라미터인 제동계수와 침두주파수에 의해 식 (17)과 같이 중요모드에서의 크기와 위상의 식으로 나타낼 수 있고, 제동비와 고유주파수는 제동계수(α)와 침두주파수(ω)를 이용하면 식 (18)에 대입하여 구할 수 있다.

$$\lambda = \alpha \pm j\omega \quad (17)$$

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_n}, \quad \omega_n = \sqrt{\alpha^2 + \omega^2} \quad (18)$$

따라서 제안한 방법은 앞에서 설명한 그림 2의 스펙트럼과 파라미터의 상관관계에 의해 제동계수(α)와 침두주파수(ω)를 구하고, 그 파라미터는 식 (18)을 이용하여 제동비(ζ)와 고유주파수(ω_n)로 나타낸다. 그리고 추정된 제동비와 고유주파수를 식 (16)에 대입하여 시스템의 전달함수를 추정한다.

3. 실험 및 고찰

본 논문에서는 그림 3에 나타난 것과 같이 Lab-volt System의 DC Motor(model 8211-00)를 사용하여 제안한 방법을 실험하였다. Power Supply(model 8821-20)과 인버터(model 8839-A0)를 이용하여 120[V]의 전원을 PWM방식으로 DC Motor에 공급하였다. 그리고 관성부하(model 9126-00)를 사용하여 관성부하가 있는 DC Motor 위치 제어 시스템을 구성하였다. 또한, 제안한 시스템 모델링 방법은 전형적인 시스템 모델링과는 다르게 시스템의 모델을 알 수 없어도 계측한 신호를 이용하여 시스템 모델링을 할 수 있기 때문에 DC Motor의 기본적인 파라미터는 계측하지 않은 상태로 적용하였고, 계측한 신호는 제안한 모델링 방법에 의해 전달함수를 추정하고, 이를 이용하여 쉽게 PD제어기를 설계하여 실험하였다.

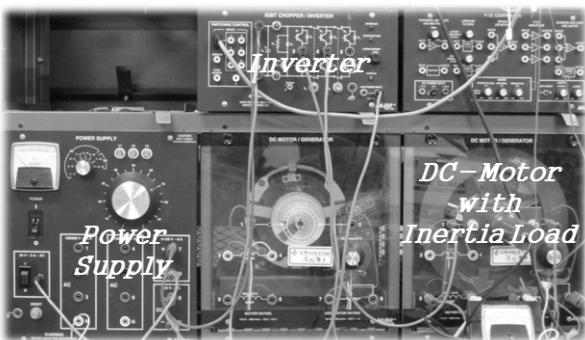


그림 3 전체 실험 시스템 구성
Fig. 3 System configuration of test set-up

그림 4에는 각도 60°의 지령에 대한 DC Motor의 응답과 정규화를 하기 위한 선택영역이 나타나 있다. 목표 값인 60°를 기준으로 과도현상이 나타남을 알 수 있는데, 모델을 추정하기 위하여 이 신호에서 약 8초 정도 신호를 선택하였다. 그림 5는 앞 절에서 설명한 이산 신호로부터 전달함수를 추정하기 위해 그림 4의 선택영역의 신호를 정규화한 결과이다. 그림 6에는 정규화한 신호를 DFT한 결과를 나타내었다. 표 1은 그림 6에 나타난 중요모드에서 푸리에 스펙트럼의 크기로부터 앞 절에서 설명한 파라미터 추정방법을 적용하여 파라미터를 추정한 결과이다. 이 때, 제동계수와 침두주파수는 각각 0.2501 와 1.5439[Hz]이다.

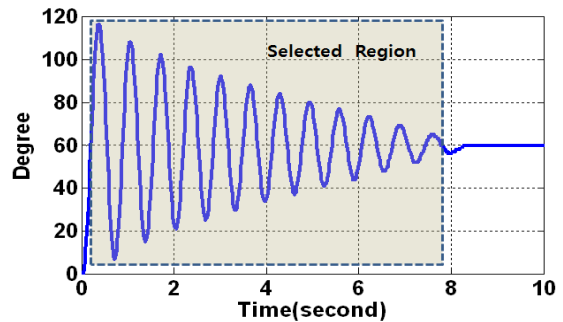


그림 4 60도 지령에 대한 응답과 신호의 선택영역
Fig. 4 Output response according to the input of 60 degrees, and the selected region of signals

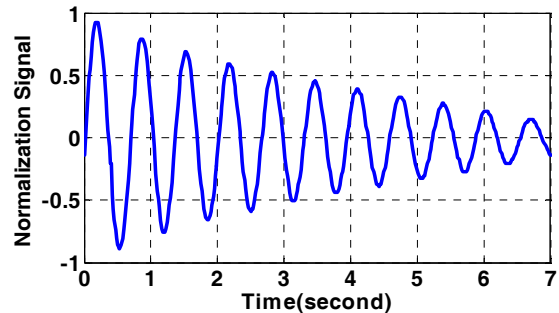


그림 5 선택한 신호의 정규화
Fig. 5 Normalization of the selected signal

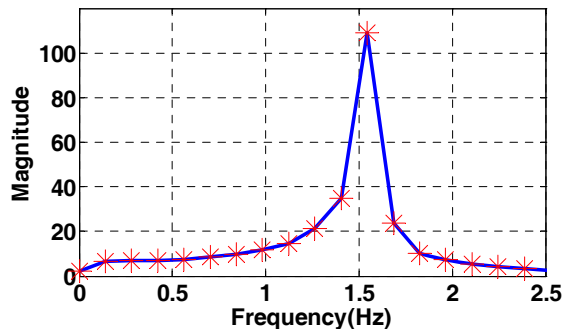


그림 6 푸리에 스펙트럼의 크기
Fig. 6 Fourier spectrum magnitude

표 1 DFT에 의한 파라미터 추정

Table 1 Estimated parameter by DFT

ALPHA	첨두주파수(Hz)
0.2501	1.5439

표 1에 나타난 파라미터로부터 전달함수에 필요한 제동비와 고유진동주파수를 계산하면 각각 0.0258과 9.7004[rad/sec]을 얻을 수 있고, 이로부터 전달함수를 추정하면 다음과 같다.

$$\hat{G}(s) = \frac{94.0978}{s^2 + 0.5005s + 94.0978} \quad (19)$$

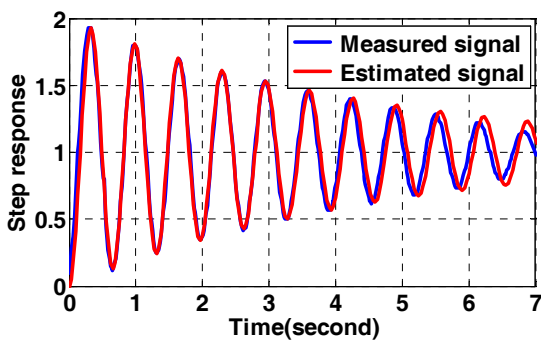


그림 7 실측신호와 추정신호 비교

Fig. 7 Comparison of the measured signal and the estimated signal

그림 7은 계측한 신호와 추정된 전달함수의 단위계단응답을 비교한 그림으로 계측한 신호와 비교한 결과 거의 비슷함을 확인 할 수 있다. 또한, 제안한 모델링 방법을 이용하여 추정된 전달함수는 2차의 전달함수로 표현이 되기 때문에 쉽게 제어기를 설계 할 수 있다. 그림 7에서 보는 바와 같이 오버슈트가 많이 발생하기 때문에 제동특성의 개선에 초점을 둔 PD제어기를 설계하여 적용하였다.

표 2에는 설계한 PD제어기의 파라미터가 나타나 있다. 제어기를 설계 할 때, 이득 K_P 를 1로 고정하고 제동비가 100%가 되게 K_D 값을 선택하였다.

표 2 제어기 파라미터

Table 2 Parameter of controller

K_P	K_D
1.0000	0.2009

그림 8은 추정된 모델에 설계한 PD제어기 적용 전과 후의 보드 선도를 나타내고 있다. PD제어기의 추가로 대역폭과 위상여유가 크게 증가함을 알 수 있다. 그림 9는 제안한 방법에 의해 추정된 모델의 PD제어기 적용 전 후 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 제어기 투입으로 1초 이내에 정상상태가 되고, 오버슈트도 크게 감소함을 확인 할 수 있다.

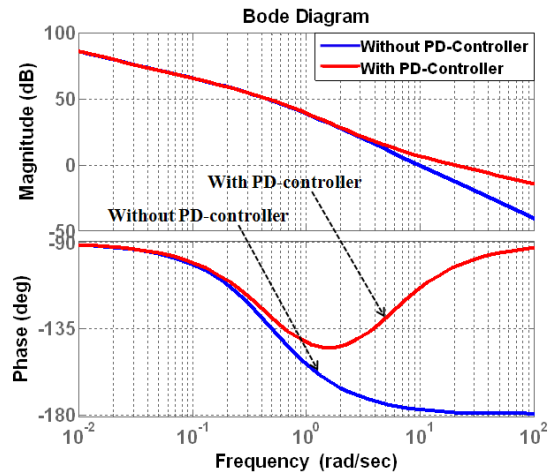


그림 8 보드 선도 : 제어기 설계 전/후

Fig. 8 Bode plot : with/without PD-controller

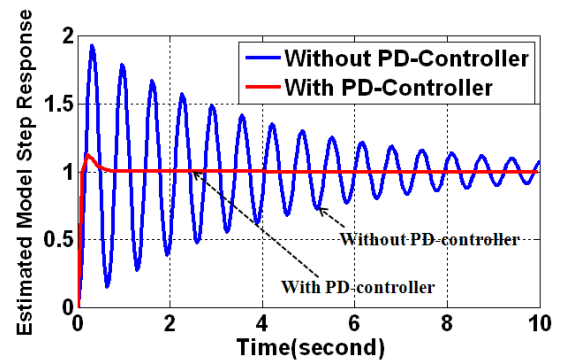


그림 9 시뮬레이션 결과 : 제어기 설계 전/후

Fig. 9 Simulation results : with/without PD-controller

그림 10은 앞에서 설계한 PD제어기의 적용 전과 후의 60°의 입력에 따른 실험 결과를 나타내고 있다. 제어기 추가로 시스템의 응답은 그림 9의 시뮬레이션 결과와 유사하게 제동비가 개선되어 오버슈트가 크게 감소되고, 상승시간과 정착시간도 향상되었음을 확인 할 수 있다.

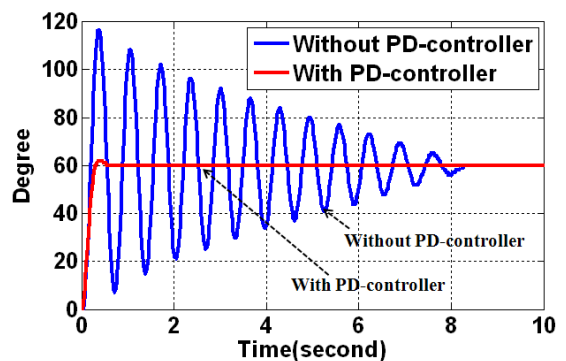


그림 10 실험결과 : 제어기 설계 전/후

Fig. 10 Experiment results : with/without PD-controller

4. 결 론

본 논문은 계측한 신호의 DFT에서 얻은 푸리에 스펙트럼을 이용하여 간단한 산술과정으로 시스템을 모델링하는 방법과 추정한 전달함수를 이용하여 쉽게 제어기를 설계하는 과정을 제안하였다. 이산 신호로부터 전달함수를 추정하기 위해 계측한 신호를 정규화하고, 그 신호에 DFT를 적용하여 푸리에 스펙트럼의 크기를 계산하고, 제동계수와 첨두 주파수를 추정하였다. 그리고 계산한 중요모드에서의 파라미터를 이용하여 전달함수로 추정하였고, 추정한 전달함수를 이용하여 제어기를 설계하고 그 결과를 실험에 적용하였다. 또한, 제안한 방법은 복소지수함수의 특성이 포함된 계측한 신호만을 이용하여 시스템을 모델링하기 때문에 시스템의 모델을 알 수 없어도 모델링이 가능함을 실험을 통해서 확인하였다.

제안한 DFT 기반의 시스템 모델링 방법을 검증하기 위하여 DC Motor 위치제어 시스템에 적용하였다. DC Motor 위치제어 시스템에서 계측한 신호를 이용하여 시스템의 전달함수를 추정하고, 추정한 모델의 응답과 계측한 신호를 비교하여 그 결과가 유사함을 확인하였다. 그리고 추정한 모델을 이용하여 PD 제어기의 최적 이득 값을 선정하여 시스템에 적용한 결과, 시스템의 응답 특성이 크게 개선됨을 확인하였다.

5. 향후 연구 방향

본 논문에서는 계측한 신호에 복소지수함수의 특성이 포함된 경우만 적용하였다. 실제 시스템의 응답은 여러 가지 형태가 나올 수 있으며, DFT한 결과 몇 개의 중요한 모드가 포함될 수 있다. 그리고 그 중요한 모드 중에서 고주파수가 포함된 경우, 그 제동계수의 값은 무시할 정도의 매우 작은 값을 가진다. 따라서 시스템 응답에 다양한 중요 모드가 존재하는 경우나 고주파수가 포함된 신호에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

감사의 글

이 연구는 지식경제부 전력산업원천기술개발사업 지원에 의해 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] B. C. Kuo, F. Golnaraghi, Automatic Control Systems 9/E, John Wiley & Sons, Inc., 2010.
 [2] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering 4/E, Prentice Hall, 2002.
 [3] P. Van Overschee, B. De Moor, "N4SID: Subspace Algorithms for The Identification of Combined Deterministic and Stochastic Systems," Automatica, Vol. 30, No. 1, pp. 75 - 93, 1994.
 [4] P. Van Overschee, B. De Moor, "Subspace Algorithm for the Stochastic Identification Problem," Automatica,

Vol. 29, No. 3, pp 649-660, 1993.
 [5] L. Ljung, System Identification:Theory for the User, Prentice-Hall PTR, New Jersey, 1999.
 [6] T. Soderstrom, P. Stoica, System Identification, Prentice-Hall, 1989
 [7] L. Ljung, "On The Estimation of Transfer Functions," Automatica, vol. 21, no 6, pp. 677-696, 1985.
 [8] L. L. Scharf, Statistical Signal Processing:Detection, Estimation, and Time Series Analysis, Addison-Wesley Publishing Company, New York, 1991.
 [9] K. S. Shim, H. K. Nam, "A Fast Parameter Estimation of Time Series Data Using Discrete Fourier Transform", KIEE, Vol.55, No.7, pp.265-272, 2006.
 [10] E. J. Kim, K. S. Shim, Y. G. Kim, E. S. Kim, H. K. Nam, Y. C. Lim, "Fast Estimation of Low Frequency Parameter for Real-Time Analysis in Wide Area Systems", KIEE, Vol.58, No.6, pp.1078-1086, 2009.
 [11] D. R. Ostojic, "Spectral Monitoring of Power System Dynamic Performances," IEEE Trans. Power Systems, Vol. 8, No. 2, pp.445-451, May. 1993.
 [12] J. F. Hauer, C. J. Demeure, L. L. Scharf, "Initial Results in Prony Analysis of Power System Response Signals," IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 5, pp.80-89, Aug. 1990.
 [13] P. A. Lynn, W. Fuerst, Introductory Digital Signal Processing, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.

Appendix

A.1 주파수 이동과 푸리에 변환

시간함수 $z(t)$ 에 $e^{j\omega_0 t}$ 를 곱하여 푸리에 변환하면, 시간함수 $z(t)$ 의 푸리에 변환에서 주파수 ω 를 ω_0 만큼 이동한 것과 같다. 즉,

$$\mathcal{F}[e^{j\omega_0 t} z(t)] = Z(\omega - \omega_0) \tag{a1}$$

여기에서 \mathcal{F} 는 푸리에변환을 의미한다. 이 식으로부터 코사인함수가 곱해진 함수의 푸리에 변환 식을 유도할 수 있다.

$$\mathcal{F}[z(t) \cos(\omega_0 t)] = \frac{1}{2}[Z(\omega + \omega_0) + Z(\omega - \omega_0)] \tag{a2}$$

A.2 위상이 포함된 코사인 함수의 푸리에변환

연속함수 $x(t)$ 가 주파수 ω_1 과 위상 ϕ_1 으로 이루어진 코사인함수라 하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \cos(\omega_1 t + \phi_1) \tag{a3}$$

이 함수의 푸리에 변환은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[x(t)] &= X_c(\omega) \\ &= \int_0^{\infty} \cos(\omega_1 t + \phi_1) e^{-j\omega t} dt \end{aligned} \quad (a4)$$

여기에서 $\omega_1 t + \phi_1 = \omega_1 \tau$ 로 치환하면

$$X_c(\omega) = \int_0^{\infty} \cos(\omega_1 \tau) e^{-j\frac{\omega}{\omega_1}(\omega_1 \tau - \phi_1)} d\tau \quad (a5)$$

이 식은 다음과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_c(\omega) &= e^{j\frac{\omega}{\omega_1}\phi_1} \int_0^{\infty} \cos(\omega_1 \tau) e^{-j\omega \tau} d\tau \\ &= e^{j\frac{\omega}{\omega_1}\phi_1} \mathcal{F}[\cos(\omega_1 t)] \end{aligned} \quad (a6)$$

그리고 주파수 ω_1 근처의 주파수 대역에서 $\omega/\omega_1 \approx 1$ 이면 코사인 함수의 위상과 푸리에변환 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\mathcal{F}[\cos(\omega_1 t + \phi_1)] = e^{j\phi_1} \mathcal{F}[\cos(\omega_1 t)] \quad (a7)$$

저 자 소 개



안 현 진 (安賢眞)

1978년 6월 17일생. 2004년 전남대학교 전기공학과 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



심 관 식 (沈冠植)

1965년 8월 24일생. 1991년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~2004년 전남대학교 전기전자공학과 조교수.



임 영 철 (任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1977년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 호주 모나시 대학교 Visiting Scholar. 1998~2007년 산업자원부 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터 소장. 현재 전남대학교 전기공학과 교수.



남 해 곤 (南海鯤)

1950년 10월 16일생. 1975년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1980년 Univ. of Houston 졸업(석사). 1986년 Univ. of Texas at Austin 졸업(박사). 1975년~1978년 한국전력 원자력건설부 근무. 1986년~1988년 한국전기연구소 근무. 1988년~현재 전남대 전기공학과 교수.



김 광 헌 (金堯憲)

1960년 12월 27일생. 1983년 전남대학교 계측제어공학과 졸업. 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 전남대학교 전기공학과 교수.



김 의 선 (金義善)

1959년 9월 2일생. 1981년 전남대학교 계측공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 신경대학교 인터넷정보통신학과 교수.