

# H-infinity Loop Shaping 방법을 이용한 BLDC 전동기 핀 위치제어시스템 제어기 설계

주학림<sup>1</sup>, 목형수<sup>†</sup>, 이형근<sup>2</sup>, 한수희<sup>3</sup>, 서현욱<sup>4</sup>

## Controller Design of BLDC Motor Fin Position Servo System by Employing H-infinity Loop Shaping Method

He-Lin Zhu<sup>1</sup>, Hyung-Soo Mok<sup>†</sup>, Hyeong-Geun Lee<sup>2</sup>, Soo-Hee Han<sup>3</sup>, and Hyeon-Uk Seo<sup>4</sup>

### Abstract

This study proposes a robust control of a fin position servo system using the H-infinity loop-shaping method. The fin position control system has a proportional (P) position controller and a proportional-integral (PI) controller. In this work, the position control loop requires a wide bandwidth. No current control loop exists due to the compact design of the system. Hence, the controller parameters are difficult to determine using the traditional cascade design method. The  $H_{\infty}$  controller design method is used to design the controller's gain to achieve good performance and robustness. First, the transfer function of the system, which can be divided into tunable and fixed parts, is derived. The tunable part includes the position P controller and speed PI controller. The fixed part includes the rest of the system. Second, the optimized controller parameters are calculated using Matlab  $H_{\infty}$  controller design program. Finally, the system with optimized controller is tested by simulation and experiment. The control performance is satisfactory, and the  $H_{\infty}$  controller design method is proven to be valid.

**Key words:** Fin position servo system, BLDC(Brushless DC) motor, H-infinity loop shaping

### 1. 서 론

핀 위치 제어 시스템은 로봇, 드론, 항공기, 자동화 등 분야에서 많이 사용된다. 일반적인 전동기의 위치 제어 시스템에서 제어기의 구조는 내부루프로 PI 전류 제어기, 그 상위에 PI 속도 제어기 및 가장 상위에 P 위치제어기가 배치되는 cascade 제어방식을 가진다<sup>[1],[2]</sup>. 각 제어기의 제어대역 설계 시 내부제어 루프 대역이 외부

대역로프 대역보다 적어도 5배 이상 크게 설계하여야 제어기 간에 서로 영향을 끼치지 않으면서<sup>[3]</sup> 제어할 수 있다.

전류제어 루프가 없을 경우 cascade 방식에 따른 제어기 게인 설계가 어려워지게 된다. 특히 미사일 핀 위치제어 시스템 등 높은 제어대역을 요구하는 분야에서는 위치 제어 대역폭은 수십Hz로 전류 제어기 대역폭이 수kHz가 되어야 하는데 샘플링 및 PWM스위칭 주파수는 수십kHz가 요구된다. 대역이 높은 전류제어기는 가격이 높을 뿐만 아니라 제어기의 연산 부담도 커지게 되고 특히 하나의 제어기로 여러 개의 액추에이터 위치를 제어할 경우 이러한 문제가 두드러지게 된다. 이러한 경우에 제어기 게인은 튜닝을 하는 경우가 있는데 이는 많은 시간이 필요할 뿐만 아니라 최적화 성능을 만족하기 어렵게 되기 때문에 자동 게인 튜닝 방법<sup>[4]</sup> 등이 제안되었다. 센서가 없을 경우 관측기를 이용한 제어방법<sup>[5]</sup>도 제안되었지만 실시간 고속 위치제어에서 제어기에 부담을 줄 수 있다. 유전 알고리즘을 이용하여 원하는 성능을 만족하는 PI 게인 튜닝 방법도 제안되었고 홀류

Paper number: TKPE-2019-24-1-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: hsmok@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Tel: +82-02-450-3479 Fax: +82-02-457-8895

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

<sup>2</sup> Servo Motor Research Center, LC-TEK Co., Ltd.

<sup>3</sup> Dept. of Creative IT Eng., Pohang University of Science & Technology

<sup>4</sup> Dept. of AI Machinery, Korea institute of machinery & materials

Manuscript received Nov. 9, 2018; revised Nov. 26, 2018; accepted Dec. 19, 2018

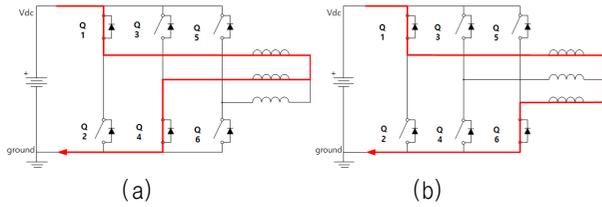


Fig. 1. Excitation state of a BLDC motor: (a) A, B phase are excited, (b) A, C phase are excited.

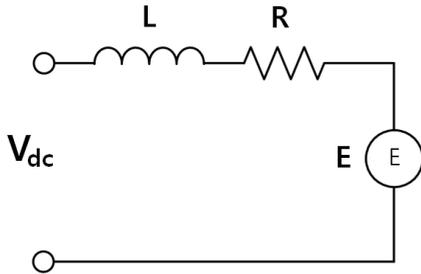


Fig. 2. Equivalent circuit of a BLDC.

한 제어성능을 보이고 있다<sup>[6]-[8]</sup>. 하지만 이러한 제어기 설계방법은 명확한 제어목표에 맞추기보다는 유전자 알고리즘 특성에 의한 유전돌연변이와 세대교체의 불확실성 및 알고리즘 파라미터에 의한 결과 변동으로 그 한계를 가지고 있다.

본 논문에서는 응용이 간단하고 제어기에 대한 부담이 없으며 명확한 제어목표를 만족할 수 있는  $H_{\infty}$  loop shaping 제어기 설계 방법을 제시하였다. 이 방법으로 전류제어루프를 가지지 않는 편 위치제어시스템에서도 적용이 가능하다. 본 연구 대상인 편 위치제어 시스템의 제어기구성은 상위 위치 P 제어기, 내부 속도 PI제어기로 되어 있다. 제어기 설계 목표는 시스템 스텝 응답 속도 및 오버슛(overshoot) 사양을 만족하는 성능 최적화를 연구 목표로 하였다. MATLAB으로 제어기 설계를 구현하였고 SIMULINK로 전체 시스템을 모델링하여 그 성능을 전달함수와 비교하여 검증하였다. 마지막으로 실험을 통하여 수동으로 튜닝한 제어기와의 성능 비교를 실시함으로써 본 논문에서 제안한 방법에 대하여 평가하였다.

## 2. 위치제어시스템 구성

본 논문에서 사용되는 전동기는 고속 구동에 적합한 BLDC 전동기이다. BLDC전동기는  $120^{\circ}$  통전방식을 사용하며 필요한 2개의 상에만 전압을 인가하는데, 이때 통전시키는 구간이  $120^{\circ}$ 가 된다. 그림 1(a)에서 인버터는  $Q_1$ 스위치와  $Q_4$ 스위치를 켜고 나머지 스위치들을 끄는데 이는 전동기 A상과 B상만 여자 시킨다. 전기 각으로  $60^{\circ}$  지난 뒤 그림 1(b)과 같이 스위치  $Q_1$ 와  $Q_6$ 를 켜고 나머지 스위치들을 끄면서 전동기는 A상과 C상만 여자하게 된다.

BLDC 전동기의 3개 상의 저항, 인덕턴스 등 파라미터가 같다고 가정할 경우 그림 2와 같이 DC전동기와 같은 등가회로 분석할 수 있으며 전압 방정식은 식 (1)과 같다.

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_E \omega \quad (1)$$

여기서  $R$ ,  $L$ ,  $K_E$ ,  $\omega$ 는 각각 선간등가저항, 선간등가인덕턴스, 선간역기전력상수, 회전 속도를 나타낸다. BLDC 전동기는 두 상에 전류를 흘려 여자시킴으로써 토크를 생성하는 데 이때 발생하는 토크는:

$$T_E = K_T i \quad (2)$$

여기서  $K_T$ 는 토크상수이며 기계 방정식은:

$$T_E - T_L = (J_M + J_L) \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (3)$$

여기서  $T_L$ 는 부하토크를 표시하고  $J_M, J_L$ 는 각각 전동기, 부하의 등가 회전 관성으로 이들을 통합하여  $J$ 로 표시하며  $B$ 는 시스템의 마찰 계수를 표시한다.

고속 BLDC 전동기를 서보 모터로 사용할 경우 전동기 축에서 액추에이터로 기계적인 회전을 전달하는 기어비가 크므로 부하토크  $T_L$ 은 무시한다. (1)과 식 (2)를 식 (3)에 대입하고 라플라스 변환을 거치면 전류제어루프가 없을 시 속도제어기의 제어대상의 전달함수를 구할 수 있다:

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{LJs^2 + (RJ + LB)s + (RB + K_T K_E)} \quad (4)$$

산업계에 비교적 널리 쓰이는 PI제어기를 사용하여 속도제어를 실시하고 P제어기로 위치제어기를 설계할 경우 제어기의 전달함수를 구성할 수 있다. 이러한 제어기의 구조는 일반적인 위치제어기의 구조와 유사하며 본 논문에서  $H_{\infty}$  loopshaping 방법으로 안정적이면서 최적의 성능을 보장하는 게인 값을 구하기 편리하게 된다. PI속도제어기의 와 P위치제어기의 전달함수는:

$$G_{cs}(s) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \quad (5)$$

$$G_{cp}(s) = K_{pp} \quad (6)$$

식 (4)와 식 (5)에서 나타내듯이 제어 대상은 2차 시스템으로 PI속도제어기의 게인을 직접 계산하기가 어렵게 된다.

표 1은 위치제어시스템 파라미터이다. 여기서 마찰 계수  $B$ 는 값이 작아 고속에서도 생기는 부하 토크가 정격 토크에 비해 훨씬 작음으로 무시할 수 있다. 이로부터

TABLE I  
PARAMETER OF THE FIN POSITION SERVO SYSTEM

Parameter	Value	Unit	Description
$R$	2.4	$\Omega$	Line resistance
$L$	0.34	$\mu H$	Line inductance
$J$	$9.3 \times 10^{-8}$	$kgm^2$	Moment of inertia of the system
$B$	$2.22 \times 10^{-9}$	$Nms$	Viscous damping
$K_T$	0.01	$Nm/A$	Torque constant
$\omega_p$	65	$Hz$	Position control bandwidth

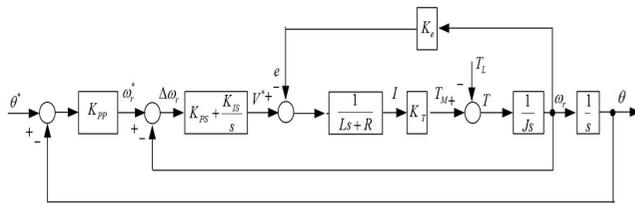


Fig. 3. Block diagram of fin position servo system.

속도 제어기와 제어대상을 포함한 페루프 속도제어 시스템의 전달함수를 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K_T(K_{ps}s + K_{is})}{LJs^3 + RJs^2 + (K_E K_T + K_T K_{ps})s + K_T K_{is}} \quad (7)$$

위치제어기를 P제어기로 설계 했을 때의 위치제어 전달함수는 식 (8)에서 나타난다. 전체 시스템의 블록도는 그림 3에서 나타났다. 위치제어기의 출력이 속도지령이 되고 속도지령과 속도의 오차를 PI제어기에 의해 전압지령을 출력한다. 위치 신호와 속도 신호는 측정 가능하나 전류 신호에 대해 측정할 수 없기 때문에 전류제어기가 존재하지 않는다.

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{K_T K_{pp}(K_{ps}s + K_{is})}{LJs^4 + RJs^3 + (K_E K_T + K_T K_{ps})s^2 + (K_T K_{pp} K_{ps} + K_T K_{is})s + K_T K_{pp} K_{is}} \quad (8)$$

### 3. $H_\infty$ loop shaping 방법을 이용한 제어기 설계

$H_\infty$  제어이론(H-infinity control theory)<sup>[9]-[13]</sup>은 강인 제어(Robust control)의 중요한 제어방법으로써 성능을 만족시키는 전제하에 외란신호의 영향을 억제하는 제어 방법으로 90년대부터 그 응용이 활성화되었다.  $H_\infty$  loop shaping 방법을 적용하기 위해 우선 위치 제어 서보 시스템의 전체적인 구조를 파악하고 모델링을 진행함과 동시에 그 전달함수 유도하여야 한다. 전달함수는 제어기 설계를 위한 tunable과 전기시스템, 기계시스템 등을 나타내는 fixed 2개 부분으로 나뉘는데 이 중 tunable 부분으로  $H_\infty$  loop shaping 제어기 설계를 진행한다. 설계

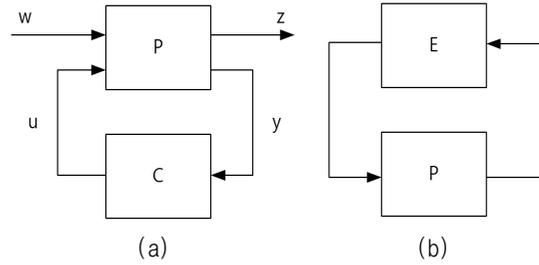


Fig. 4.  $H_\infty$  control optimization configuration: (a) General control configuration, (b) Stability robustness.

목표가 제시하는 특성을 최대한 향상시킴과 동시에 loop shape 전달함수의 특성에 따라  $H_\infty$  노름이라고 불리는 노름에 의해 전달함수를 평가하여, 그것이 희망하는 값보다 작게 되도록 함으로써 목표하던 성능을 달성시킨다<sup>[14]-[16]</sup>.

제어기 설계방법은 다음과 같다.  $H_\infty$  노름이라고 불리는 노름에 의해 전달함수를 평가하여, 그것이 희망하는 값보다 작게 되도록 함으로써 목표하던 성능을 달성시킨다. 즉 제어기 게인 설계문제를  $H_\infty$  노름 최적화 문제로 설계하는 것이다<sup>[15]</sup>. 그림 4는 제어기 설계 구조를 나타내는데 P는 기존 제어기에서 확정된 계수를 가지는 부분을 나타내고 C는 변동가능한 즉 튜닝해야할 제어기 게인 부분을 나타낸다. u는 제어 입력이고 y는 측정된 신호, w는 외인성 신호, z는 오차값이다.  $T_{zw}$ 를 w에서 z까지의 페루프 전달함수라고 하면:

$$z = T_{zw}w = F(P, C)w \quad (9)$$

여기서,

$$F(P, C) = P_{zw} + P_{zu}C(I - P_{uy}C)^{-1}P_{yw} \quad (10)$$

Small Gain Theorem<sup>[17]</sup>에 의해 이 페루프가 안정되어야 하는 충분조건은  $\|T_{zw}\|_\infty \|E\|_\infty < 1$ 이다. 여기서  $\|T_{zw}\|_\infty$  과  $\|E\|_\infty$  는 페루프 전달함수와 불확실성 오차의 무한 노름을 나타낸다. 이를 전달함수 행렬에 적용하면  $\|T\|_\infty \equiv \sup_w \bar{\sigma}(T(jw))$ 가 된다. 여기서  $\bar{\sigma}$ 는 최대 특이값이 된다. 이러한 최적화 과정을 직접 계산하는데는 다소 어려움이 있지만 Mathwork사에서 상용 툴박스(Toolbox)를 출시하면서 그 응용이 용이하게 되었다.

전체적인 제어기 설계 가이드 라인은 아래와 같다. 우선 위치제어대역 목표를 시스템에서 요구하는 65Hz가 되게 한다. 이에 따라 타겟 loop shape 전달함수를 교차각 주파수가 65Hz인 단순 적분기로 설계하였다. 그림5은 Loop shape 전달함수의 이득 보드 선도를 나타낸다. 다음 시스템의 주파수가 요구 대역보다 낮은 주파수에서 설계하고자 하는 시스템의 개루프 응답이 loop shape 함수의 개루프 응답과 최대한 일치하게 한다. 마지막으로 주파수가 교차각 주파수보다 높을 시에 loop shape 전달함수보다 되도록 낮게 설계한다.

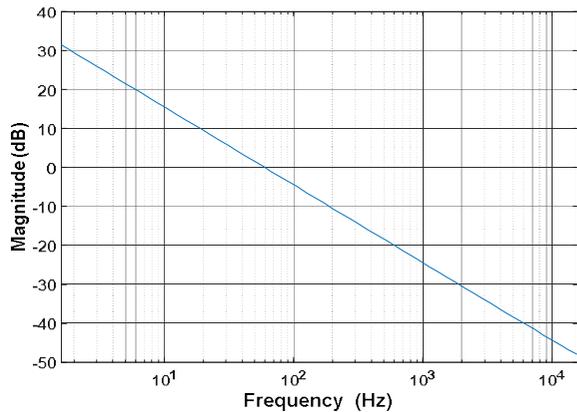


Fig. 5. Targeted loop shape of position control.

TABLE II  
CALCULATED CONTROLLER PARAMETER

Parameter	Value	Description
$K_{ps}$	0.0861	Speed controller P gain
$K_{is}$	$2.35 \times 10^{-8}$	Speed controller I gain
$K_{pp}$	412	Position controller P gain

표 2은 MATLAB에서  $H_\infty$  loop shaping 방법을 이용하여 선정된 제어기 계인을 나타냈다. 이에 의한 전달함수는 식 (9)로 나타내었다.

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{1.161 \times 10^{10}s + 3174}{s^4 + 7143s^3 + 3.151 \times 10^7s^2 + 1.161 \times 10^{10}s + 3174} \quad (11)$$

그림 6는 시스템 전달함수 (11)의 시스템 개루프 특성을 나타낸다. 그림에서 빨간색 점선은 설계 목표인 loop shape 전달함수를 나타내고 파란색 실선은 설계된 제어기를 포함한 위치제어 시스템 개루프 전달함수이다. 그림에서  $H_\infty$  loop shaping 방법의 목표대로 교차각 주파수 이전에는 전달함수가 loop shape 전달함수를 잘 따라가고 교차각 주파수 이후에는 낮아지는 것을 확인할 수 있다. 이득 마진과 위상 마진은  $25.8dB$ 와  $85.2^\circ$ 로 확인되었다.

그림 7은 위치제어시스템의 폐루프 전달함수를 나타낸다. Loop shape 전달함수에 맞추어 설계된 결과  $-3dB$ 를 가지는 차단 주파수가 제어 대역인  $65Hz$ 로 나오는 것으로 확인할 수 있고 이 주파수에서의 위상은 약  $54^\circ$ 로 확인하였다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험

$H_\infty$  loop shaping 방법으로 설계된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 MATLAB/SIMULINK로 위치제어 시스템의 모델링을 실시하고 시뮬레이션을 구성하였다. 그림 8은 핀 위치제어 시스템 시뮬레이션 구성을 나타낸다.

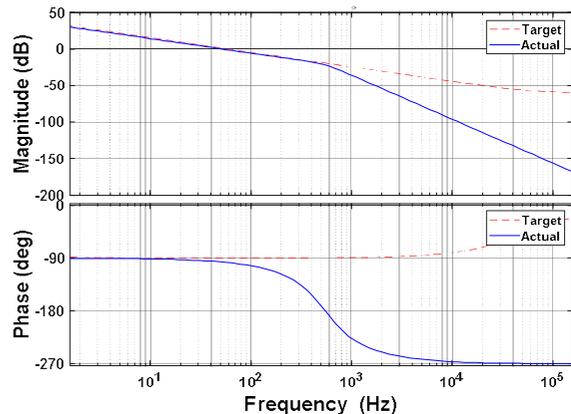


Fig. 6. Targeted and actual loop shape of position control.

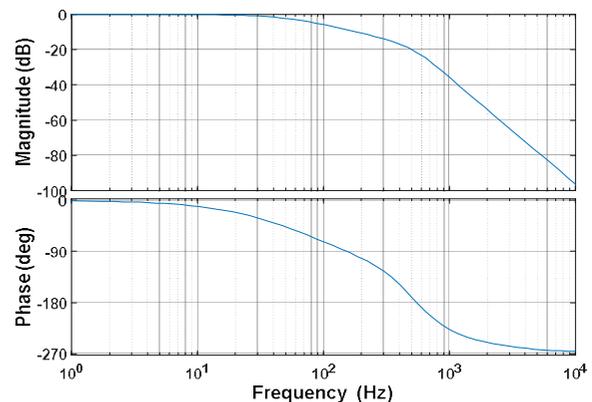


Fig. 7. Closed loop of position control system.

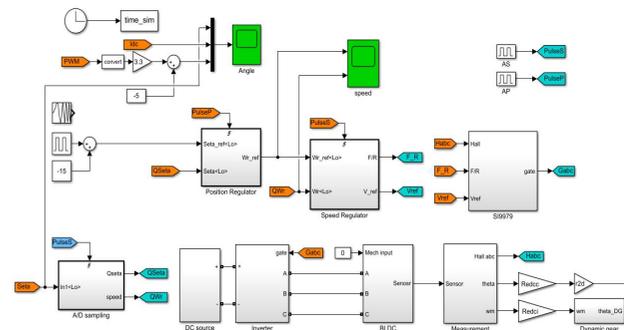


Fig. 8. Simulation of fin position servo system.

시뮬레이션의 정확성을 높이기 위해 전기, 기계 파라미터를 입력하고 실제 제어와 동일한 디지털 제어를 구성하였다. 핀 위치제어 특성상 위치지령 변화 및 정지 시에도 전동기 회전 방향의 변화가 빈번히 일어나게 된다. 따라서 BLDC 전동기 위치 및 속도제어에 사용하는 PWM 방식은 바이폴라(Bipolar) PWM 방식을 사용하였다[18],[19]. 기계시스템 부분에서는 리드스크류에 의한 기구 비선형성도 고려하여 시뮬레이션에 반영하였다.

그림 9은 시뮬레이션에서 위치지령을  $65Hz$  사인파로 인가했을 때의 입력력 파형을 나타낸다. 그림에서 입력 위치지령 파형과 출력 위치파형의 위상차는  $52.9^\circ$ 로 확인되고 출력 최대치 대비 입력최대치는  $0.752$ 이다. 이

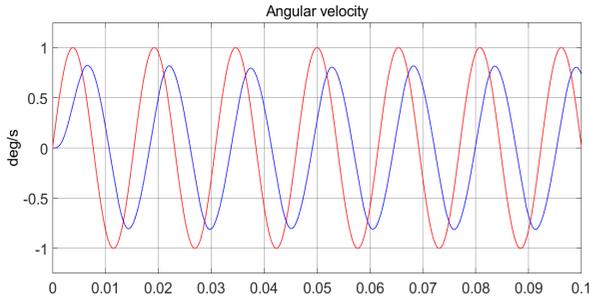


Fig. 9. Simulation of position control response - 65Hz sinusoidal reference input.

TABLE III  
POSITION CONTROL PERFORMANCE COMPARISON BETWEEN TRANSFER FUNCTION AND SIMULATION BY SINUSOIDAL INPUT AT 65HZ

	Transfer function	Simulation result	Error	Unit
Gain	-3	-2.48	0.52	dB
Phase	54	52.9	1.1	deg

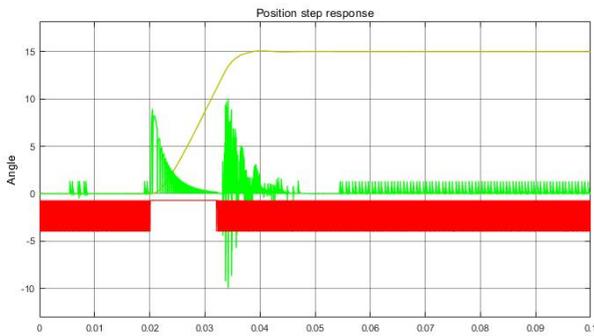


Fig. 10. 0~15 degree position step response and its input current, PWM output(Simulation).

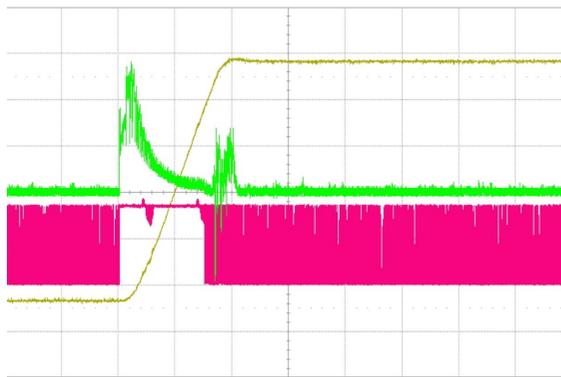


Fig. 11. 0~15 degree position step response and its input current, PWM output, by designed controller(Experiment).

결과는 그림 7에서의 전달함수 보드 선도를 이용하여 구한 보드플롯 결과와 유사한 결과를 가짐으로 시뮬레이션 구성이 시스템 특성을 비교적 정확히 반영한다는 것을 보여준다. 표 3는 통해 전달함수와 시뮬레이션 결과를 비교하였다.

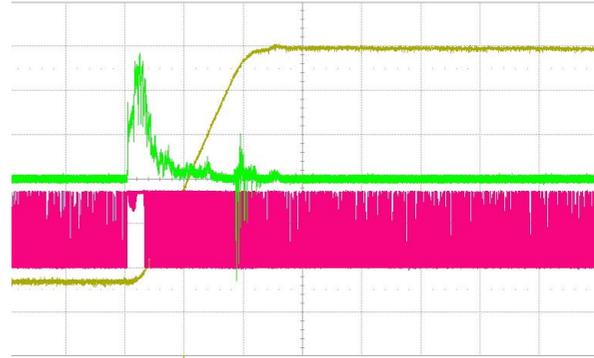


Fig. 12. 0~15 degree position step response and its input current, PWM output, by tuned controller(Experiment).

TABLE IV  
0~15 DEGREE STEP RESPONSE COMPARISON BETWEEN SIMULATION AND EXPERIMENT

	Requisition	Simulation	Experiment	Unit
Rising time	24	11.03	12.47	ms
Over shoot	0.5	0.06	0.21	deg

TABLE V  
0~15 DEGREE STEP RESPONSE COMPARISON BETWEEN DESIGNED CONTROLLER AND TUNED CONTROLLER

	Requisition	Proposed controller	Tuned controller	Unit
Rising time	24	12.47	14.14	ms
Over shoot	0.5	0.21	0.29	deg

스텝 응답에 대해 시뮬레이션과 실험을 진행하고 비교하였다. 그림 10 과 그림 11은 각각 0~15° 스텝 응답에서의 시뮬레이션과 실험 결과 비교를 나타내었다. 노란색은 핀 위치(0~15°), 녹색은 DC 입력단 전류, 주홍색은 PWM 지령을 나타낸다. 제어기는 표 2에서 나타낸 제어기 계인을 적용하였다. 표 4에서 각각 제어 요구 사항, 시뮬레이션, 실험의 스텝응답의 상승시간과 오버슈트를 비교하였다. 그림에서 나타내는바와 같이 스텝응답, DC 단 입력 전류, PWM 출력 모두 시뮬레이션과 실험결과사이에 큰 오차가 없고 유사한 추이를 가지는 것을 확인하였다.

마지막으로 본 논문에서 제안한 방법으로 설계한 제어기와 현장에서 수동으로 튜닝한 제어기의 성능을 비교 분석하였다. 그림 12는 현장에서 장시간에 거쳐 여러 차례 튜닝을 진행한 튜닝한 제어기의 제어성능을 나타내고 표 5에서 두 제어기의 제어 성능을 비교하였다. 튜닝한 제어기는 상승시간 14.14ms와 0.29°의 제어 성능을 보인 반면에 제안한 방법으로 설계한 제어기가 상승시간이 1.67ms 빠르고 와 오버슈트가 0.08° 적게 나왔다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 응용이 간단하고 제어기에 대한 부담이 없으며 명확한 제어목표를 만족할 수 있는  $H_\infty$  loop shaping 제어기 설계 방법을 제시하였다. 전동기 위치 제어시스템에서 한정된 부피, 원가 절감 등 원인으로 전류제어루프가 없을 시 cascade 제어기 설계 방법이 어려워지는데 이에 대해 제안한 방법은 요구되는 성능을 만족하기 위한 제어기 게인 선정 해결책을 제시하였다. 설계 시 가이드라인은 다음과 같다. 설계하고자 하는 시스템 개루프 전달함수의 교차각이 타겟 loop shape 함수의 교차각보다 작게 하며 두 개루프 응답이 교차각보다 작은 범위에서 최대한 일치하게 한다. 주파수가 loop shape 교차각보다 높을 시 설계하고자하는 시스템 개루프 응답 이득 감소가 최대가 되도록 한다. 이러한 가이드라인에 따라 제어기를 설계하였다. 전체 시스템에 대해 모델링 및 시뮬레이션을 구성하여 제어기의 제어대역 및 성능을 검증하였다. 위치제어 스텝 응답 시뮬레이션과 실험파형 비교를 통하여 제안한 방법으로 설계한 제어기가 요구사항에 만족하는 것을 확인하였다. 마지막으로 수동으로 튜닝한 제어기와 그 성능을 비교하였고 제안한 방법으로 설계한 제어기가 제어성능이 약간 더 좋은 것으로 나타났다. 이로서 게인 튜닝에 투입되는 시간을 절약할 수 있으면서 제어 성능을 보장하는 방법을 제시하였다.

본 연구는 2017년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No.20174030201660).

## References

- [1] J. H. Jang and S. H. Kim, "A PI-PD controller design for the position control of a motor," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, pp. 60-66, Feb. 2017.
- [2] J. N. Bae and D. H. Lee, "A position control of BLDC motor in a rail guided system for the un-manned facility security," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 3, pp. 223-230, Jun. 2017.
- [3] Sang-Hoon Kim, *Motor Control-DC, AC, BLDC Motors*, bogdoo, 2014.
- [4] M. Veronesi and A. Visioli, "Simultaneous closed-loop automatic tuning method for cascade controllers," *IET Control Theory & Applications*, Vol. 5, No. 2, pp. 263-270, Jan. 2011.
- [5] Y. I. Son, I. H. Kim, D. S. Choi, and H. Shim, "Robust cascade control of electric motor drives using dual reduced-order PI observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 6, pp. 3672-3682, Jun. 2015.
- [6] S. Bazi, R. Benzid, and M. N. Said, "Optimum PI controller design in PMSM using Firefly Algorithm and Genetic Algorithm," in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, Jun. 2017.
- [7] V. Aparna, K. M. Hussain, D. N. Jamal, and M. S. M. Shajahan, "Implementation of gain scheduling multiloop PI controller using optimization algorithms for a dual interacting conical tank process," in *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, May 2018.
- [8] S. B. Lee, "Closed-loop estimation of permanent magnet synchronous motor parameters by PI controller gain tuning," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 4, pp. 863-870, Nov. 2006.
- [9] C. H. Yoo, Y. C. Lee, and S. Y. Lee, "A robust controller for an electro-mechanical fin actuator," in *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications*, Spe. 2004.
- [10] D. Chwa, J. Y. Choi, J. H. Seo, "Compensation of actuator dynamics in nonlinear missile control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 12, No. 4, pp. 620-626 2004, Jul. 2004.
- [11] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, and B. A. Francis "State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems," *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 34, No. 8, pp. 931-847, Aug. 1989.
- [12] K. Zhou, "Comparison between  $H_2$  and  $H_\infty$  controllers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 8, pp. 1261-1265, Aug. 1992.
- [13] A. N. Moser, "Designing controllers for flexible structures with  $H_\infty$  synthesis," *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 13, No. 2, pp. 79-89, Apr. 1993.
- [14] T. Umeno and Y. Hori, "Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 5, pp. 363-368, Oct. 1991.
- [15] M. G. Ortega, M. Vargas, and F. R. Rubio, " $H_\infty$  controller for a visual servoing system," in *1999 European Control Conference (ECC)*, Aug. 1999.
- [16] T. V. D. Krishnan, C. M. C. Krishnan, and K. P. Vittal, "Design of robust  $H_\infty$  speed controller for high performance BLDC servo drive," in *2017 International Conference on Smart grids, Power and Advanced Control Engineering (ICSPACE)*, Aug. 2017.
- [17] G. Zames, "On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems Part one: Conditions derived using concepts of loop gain, conicity, and positivity," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 11, No. 2, pp. 228-238, Apr. 1966.
- [18] Y. S. Jin, H. K. Shin, H. W. Kim, H. S. Mok, and K.

Y. Cho, "Position controller for clutch drive system of PHEV(Plug in Hybrid Electric Vehicle)," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 2, pp. 166-173, Apr. 2012.

[19] H. W. Kim, H. K. Shin, H. S. Mok, Y. K. Lee, and K. Y. Cho, "Novel PWM method with low ripple current for position control applications of BLDC motors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, pp. 726-733, Sep. 2011.



**주학림(朱鶴林)**

1987년 10월 1일생. 2010년 요녕과기대 전기공학과 졸업. 2013년 내몽골과기대 제어계측공학과 졸업(석사). 2017년 건국대 전기공학과 졸업(석사). 2018년 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**목형수(睦亨洙)**

1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년~1997년 서울과학기술대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대 전기공학과 교수.



**이형근(李炯根)**

1972년 1월 20일생. 2001년 영남대 전자공학과 졸업. 2007년 전기전자통신교육대학원 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학과 박사과정(수료). 2003년~현재 엘씨텍(주) 연구소 수석연구원.



**한수희(韓水熙)**

1974년 8월 26일생. 1998년 서울대 전기공학부 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학부 졸업(박사). 2009년~2014년 건국대 전기공학과 부교수. 2014년~현재 포항공대 창의IT융합공학과 부교수.



**서현욱(徐玄旭)**

1989년 1월 2일생. 2011년 건국대 전기공학과 졸업. 2015년 동 대학원 전기공학과 석·박사과정(수료). 2015년~2018년 브이씨텍 EV개발팀 주임연구원. 2018년~현재 한국기계연구원 인공지능기계연구실 위촉연구생.