



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

전역 이득 외부 루프 방법을
이용한 이산 시간 슬라이딩 모드
제어 방법

Global Gain Outer Loop Method for
Discrete-time Sliding Mode Control

2021 년 2 월

서울대학교 대학원

전기 · 정보공학부

임 현 택

전역 이득 외부 루프 방법을
이용한 이산 시간 슬라이딩 모드
제어 방법

Global Gain Outer Loop Method for
Discrete-time Sliding Mode Control

지도 교수 조 동 일

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2020 년 11 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
임 현 택

임현택의 공학석사 학위논문을 인준함
2020 년 11 월

위 원 장 _____ 심 형 보

(인)

부위원장 _____ 조 동 일

(인)

위 원 _____ 양 인 순

(인)

초 록

본 논문에서는 이산 시간 슬라이딩 모드 제어 방법(discrete-time sliding mode control, DSMC) 및 외란 보상기(decoupled disturbance compensator, DDC)에 적용할 수 있는 전역 이득 외부 루프 방법(global gain outer loop method)을 분석하였다. 기존 DSMC 방법은 위치추종 성능이 좋고 외란에 대해 강인하며, 구현이 쉬워 다양한 제어환경에 널리 적용되고 있다. 또한 DSMC와 DDC를 함께 사용하여 느리게 변화하는 외란에 대해 강인함을 부여하는 연구가 진행되었다. 하지만 산업용 서보 시스템에서 위치 제어를 수행할 때, 램프 함수 형태의 외란이 인가될 경우 위치 오차가 0으로 수렴하지 못하는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 램프 함수 형태의 외란이 있는 시스템에서 레퍼런스 입력을 재생성하여 정상상태 위치 에러를 0으로 수렴시키는 전역 이득 외부 루프 방법을 제안한다. 또한 제안한 방법은 제어 입력 포화(control input saturation)를 억제하는 효과를 갖는 보조상태변수(auxiliary state)기법과 함께 사용될 수 있음을 보인다. 특히 보조상태변수의 게인을 1로 설정할 경우, 목표 위치에서 추가적인 진동 없이 잘 제어가 됨을 보인다. 전역 이득 외부 루프 방법을 DSMC+DDC 방법에 적용할 때 최종값 정리를 이용하여 램프 함수 외란과 제어 입력 포화 이후에 위치 에러가 0이 되는 것을 보인다. 실제

산업용 서보 시스템에 제어를 구현하여 제안하는 방법이 목표
위치에서 오버슈트를 줄이고 제어 성능을 향상시킴을 보였다.

주요어 : 서보 시스템, 위치 제어, 이산 시간 슬라이딩 모드 제어, 램프
함수 외란, 오버슈트, 외부 루프

학 번 : 2019-20053

목 차

제 1 장 서론	1
제 1 절 연구의 배경	1
제 2 절 연구의 구성	7
제 2 장 산업용 서보 시스템의 분석	8
제 1 절 플랜트	8
제 2 절 제어기 및 필터	10
제 3 장 전역 이득 외부 루프 방법	12
제 1 절 기존 DSMC+DDC 제어기	12
제 2 절 외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 제어기	18
제 3 절 실험 결과	23
제 4 장 제어 입력 포화 상에서의 분석	30
제 1 절 기존 보조상태변수 방법	30
제 2 절 보조상태변수와 전역 이득 외부 루프 방법	34
제 3 절 실험 결과	37
제 5 장 결 론	41
참고문헌	42
Abstract	47
감사의 글	49

표 목차

[표 3.1] 실험에 사용한 DSMC+DDC 제어기 파라미터	26
[표 4.1] 실험에 사용한 P-PI 제어기 파라미터.....	38
[표 4.2] 실험에 사용한 개선된 DSMC+DDC 제어기 파라미터	38

그림 목차

[그림 1.1]	서보 시스템이 사용되는 산업용 로봇	5
[그림 1.2]	산업용 서보 시스템의 주요 구성요소	6
[그림 2.1]	대표적인 서보 플랜트의 종류.....	9
[그림 3.1]	기존 DSMC+DDC 제어기의 구조.....	14
[그림 3.2]	기존 DSMC+DDC 제어기에 외부 루프를 추가한 구조.....	18
[그림 3.3]	실험에 사용된 서보 플랜트.....	24
[그림 3.4]	실험 시 사용한 모션 프로파일.....	25
[그림 3.5]	개선 전후 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과	27
[그림 4.1]	보조상태변수를 추가한 DSMC+DDC 제어기의 구조	30
[그림 4.2]	외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 제어기에 보조상태 변수를 추가한 구조.....	34
[그림 4.3]	실험에 사용된 산업용 로터리 모터	37
[그림 4.4]	실험 시 사용한 모션 프로파일.....	39
[그림 4.5]	제어 입력 포화가 발생할 때의 실험 결과.....	40

제 1 장 서 론

제 1 절 연구의 배경

Industry 4.0와 같은 산업계의 흐름에 따라 공장자동화 및 로봇시장이 확대되고 있다. 더욱이 대한민국은 반도체, 디스플레이, 자동차, 2차전지 등 첨단기기의 주요 생산국으로, 자동화된 대량생산공정을 요하고 있다. 가공, 조립, 검사 등 다양한 용도로 사용되는 산업용 로봇의 예는 그림 1.1과 같다. 서보 시스템은 제어 대상이 입력된 제어 입력을 추종하여 피드백 제어를 수행하는 시스템을 일컫는다.

서보 시스템은 주로 그림 1.2와 같은 모션 컨트롤러, 서보 드라이브, 서보 모터로 구성된다. 모션 컨트롤러에서 생성된 모션 프로파일이 서보 드라이브에 전달되고, 서보 드라이브는 서보 모터에서 생성된 피드백 센서 정보를 바탕으로 위치/속도/토크 제어 입력을 생성한다.

산업용 서보 시스템의 위치 제어는 사용자가 원하는 회전수 또는 위치에 부하가 정확히 정지하도록 전류 명령을 생성하는 방식이다. 하지만 시스템에 존재하는 외란, 엔코더 정밀도, 제어기의 성능, 이산화 과정에서 생기는 오차, 프로세서의 성능 등 다양한 외부요인은

시스템으로 하여금 정확한 위치 제어를 어렵게 한다.

슬라이딩 모드 제어(sliding mode control, SMC)는 외란과 파라미터 불확실성에 대한 강인함과 우수한 위치추종 성능, 쉬운 구현 등의 장점으로 학계와 산업계에서 널리 쓰이고 있는 제어기법이다 [1-5]. 슬라이딩 모드 제어는 매칭된 외란이 있는 환경에서 사용자가 설계한 슬라이딩 매니폴드에 상태변수들을 유한 시간 안에 수렴하도록 하고, 원점으로 접근 수렴하게 한다. 하지만 SMC를 실제 이산 시간 시스템에 적용하기 위해 이산 신호 프로세서(digital signal processor, DSP) 등에서 구현하는 과정에 이산화 오차, 불안정성 등 다양한 문제가 발생한다.

때문에 이를 해결하기 위한 이산 시간 슬라이딩 모드 제어(discrete-time sliding mode control, DSMC)가 개발되었다 [6]. DSMC의 준(quasi) 슬라이딩 모드에서 너비를 줄이기 위한 도달 조건을 개선한 연구가 진행되었다 [7]. 채터링 현상을 줄이기 위해 DSMC의 제어식에 부호함수 대신 연속함수를 사용한 연구가 진행되었다 [8]. 외란 관측기(disturbance observer)를 함께 적용하여 매칭되지 않은 외란을 제어하는 연구가 진행되었다 [9, 10]. 적분 SMC 방법을 외란 관측기와 함께 사용하여 매칭되지 않은 외란을 제어하는 연구가 진행되었다 [11]. 느리게 변화하는 외란이 주어질 때 강인함을 가지며 안정성을 보장하기 위해 외란 보상기(decoupled disturbance

compensator, DDC)와 DSMC를 함께 적용하는 연구가 진행되었다 [12, 13]. 제어 입력 포화가 발생할 때 보조상태변수(auxiliary state)를 통해 외란 추정 오차를 점근 수렴시키고 안정성을 향상시키는 연구가 진행되었다 [14]. 또한 DSMC+DDC 구조는 무인항공기 [15, 16], 무인수상정 [17], 로봇 매니퓰레이터 [18, 19] 등 다양한 응용 사례에 적용되고 있다.

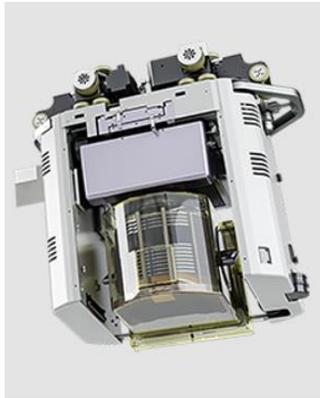
하지만 위치 제어를 수행하는 도중에 램프 함수 형태의 외란이 시스템에 가해질 때 오버슈트가 발생한다. 램프 함수 형태의 외란은 주로 가감속 구간에서 속도가 선형으로 변화할 때, 점성마찰이 속도에 비례하게 변화하여 발생하게 된다. 이와 같은 오버슈트는 고성능을 요하는 정밀제어 시스템이나 로봇 시스템에 성능하락을 야기한다. 이에 본 연구진은 중소벤처기업부 월드 클래스(WC300) 사업의 위탁연구기관으로, 주관기관인 RS Automation 社의 실험지원 하에 연구에 참여하였다(중소벤처기업부 월드 클래스 과제번호 S2563339). 본 논문에서는 램프 함수 형태의 외란에 의한 오버슈트를 효과적으로 억제할 수 있는 전역 이득 외부 루프 방법(global gain outer loop method)을 개발하였다. 본 석사학위논문의 기여도는 전역 이득 외부 루프 방법의 안정성과 성능을 분석하였다는 것이다. 이 방법은 DSMC+DDC 구조에 외부 루프를 추가하여 제어기에 가해지는 레퍼런스 입력을 재생성한다. 에러변수의 다이내믹스 분석을 통해 본

제어 구조의 정상상태 위치 에러가 0으로 점근 수렴함을 수학적으로 보였고, 전달함수를 분석하였다.

또한 본 제어 구조에 제어 입력 포화가 일어날 때 안정성을 제공할 수 있는 보조상태변수 기법 [14]를 함께 사용할 수 있음을 분석하였다. 제어 입력 포화가 발생하고 보조상태변수 이득 α 를 1로 하였을 때 정상상태 위치 에러가 0으로 수렴한다. 본 방법을 실제 산업용 리니어 모터, 로터리 모터에 구현하여 목표 위치에서 오버슈트가 감소함을 보였다.



(a) SCARA 로봇 ((주) KUKA[20])

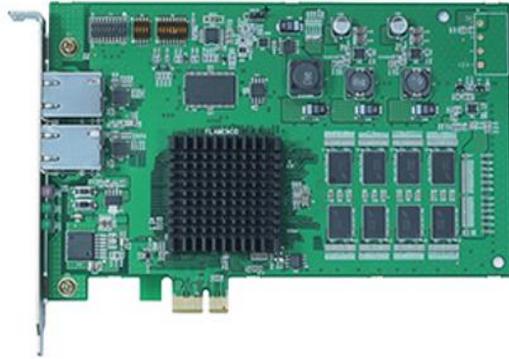


(b) 물류자동화장비 ((주) SEMES [21])



(c) 협동 로봇 ((주) ABB[22])

그림 1.1 서보 시스템이 사용되는 산업용 로봇



(a) 모션 컨트롤러



(b) 서보 드라이브



(c) 서보 모터

그림 1.2 산업용 서보 시스템의 주요 구성요소[23]

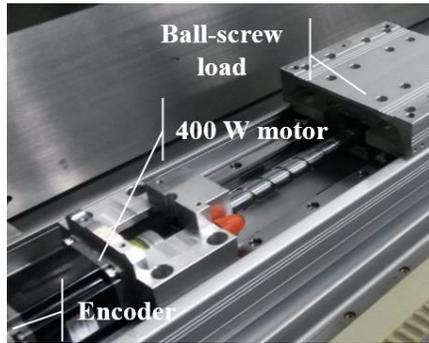
제 2 절 연구의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 산업용 서보 시스템의 특징에 대해 소개한다. 서보 시스템을 구성하는 플랜트, 제어기 및 각종 필터에 대해 살펴본다. 3장에서 램프 함수 형태의 외란이 존재할 때 정상상태 위치 에러에 대해 분석하였다. 기존 DSMC+DDC 구조의 분석을 1절에서 진행하였고, 개선된 DSMC+DDC 구조의 분석을 2절에서 진행하였다. 3절에서는 실제 산업용 서보 시스템에 각 구조를 적용하여 목표 위치에서 오버슈트의 차이를 비교하였다. 4장에서는 제어 입력 포화가 존재할 때 정상상태 위치 에러에 대해 기존 DSMC+DDC 구조의 분석을 1절에서, 개선된 DSMC+DDC 구조의 분석을 2절에서 진행하였다. 3절에서 실제 산업용 서보 시스템에 외부 루프가 존재하는 PI구조와 외부 루프가 존재하는 DSMC+DDC 구조를 구현하였다. 그리고 제어 입력 포화가 발생할 때 오버슈트의 차이를 비교하였다. 마지막 5장에서는 결론을 제시한다.

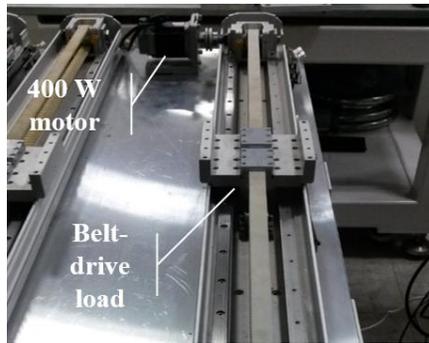
제 2 장 산업용 서보 시스템의 분석

제 1 절 플랜트

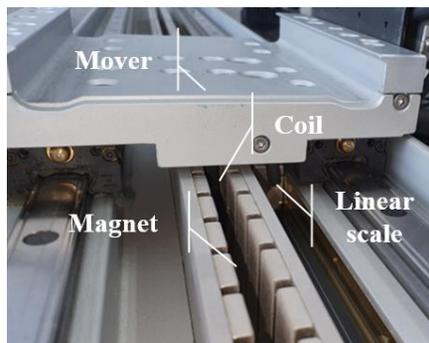
자동화 공장에 널리 쓰이는 산업용 로봇에 선형 모션을 생성하기 위해 그림 2.1(a)와 같이 로터리 모터에 볼스크류 부하를, 그림 2.1(b)와 같이 로터리 모터에 벨트 부하를, 그림 2.1(c)와 같이 리니어 모터를 주로 사용한다. 볼스크류 부하는 부하강성이 상대적으로 높아 높은 응답성을 가질 수 있다. 벨트 부하는 가격이 비교적 저렴하지만 부하강성이 낮아 높은 응답성을 기대하기 어렵다. 리니어 모터는 직접 선형 모션을 생성하여 공진이 적게 일어나는 장점이 있지만 상대적으로 가격이 비싸다. 각 모터의 피드백 센서로 로터리 모터의 경우 로터리 엔코더가, 리니어 모터의 경우 홀 센서나 리니어 스케일이 주로 쓰인다.



(a) 로터리 모터와 볼스크류 부하



(b) 로터리 모터와 벨트 부하



(c) 리니어 모터

그림 2.1 대표적인 서보 플랜트의 종류

제 2 절 제어기 및 필터

산업용 서보 시스템에서는 플랜트의 안정적인 성능을 발휘하기 위해 제어기와 필터를 설계하여 개루프 및 폐루프 특성을 보상한다. 구조가 간단하여 특성이 잘 알려진 비례-적분-미분(proportional-integral-differential, PID) 제어기가 널리 활용되고 있으며, 외란과 파라미터의 불확실성에 대해 강인함을 제공하는 슬라이딩 모드 제어에 대한 연구 역시 활발하게 진행되고 있다. 이때 제어기는 주로 연속 시간 영역에서 설계되며, DSP와 같은 서보 드라이브 내부 프로세서 상에서 디지털 신호로 이산화된다. 이 이산화 과정에서 이산화 오차, 불안정성, 주파수 특성변화 등 다양한 문제가 발생한다. 때문에 이를 해결하기 위한 DSMC 기법이 개발되었다. 또한 느리게 변화하는 외란이 주어질 때 강인함을 가지며 안정성을 보장하기 위해 DSMC와 DDC를 함께 적용하였다.

위치 명령, 속도 명령, 위치 피드백의 양자화과정에서 발생하는 고주파 소음을 억제하기 위해 루프 내부에 저역통과필터(low-pass filter, LPF)를 사용한다. LPF는 차단 주파수 근처 대역에서 위상 지연을 일으킨다. 때문에 LPF의 차단 주파수를 낮출수록 고주파 소음은 줄어들 수 있으나, 위상 지연에 의한 시스템 안정도 저해와 대역폭의 손실이 일어날 수 있어 적절한 값의 설정이 필요하다. 플랜트의

기계공진을 억제하기 위해 bi-quad filter 형태의 노치필터(notch filter)가 주로 쓰이며, 복수의 공진이 존재하는 부하에 대응하기 위해 여러 개의 노치필터를 사용할 수 있다 [24-26].

제 3 장 전역 이득 외부 루프 방법

제 1 절 기존 DSMC+DDC 제어기

본 절에서는 기존 DSMC+DDC 제어기 [12]에 램프 함수 형태의 외란이 존재하는 상황에 대해 소개한다. 이산 시간에서 매칭된 외란이 존재하는 서보 시스템 모델은 다음과 같다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}u_k + \mathbf{B}f_k. \quad (1)$$

이때 $\mathbf{x}_k = [\theta_k \ \omega_k]^T$ 는 상태 벡터, θ_k 및 ω_k 는 각각 모터의 위치 및 속도다. $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B} = [k_t T^2 / 2J \ k_t T / J]^T$ 이며, u_k 는 제어 입력, f_k 는 매칭된 외란이다. T 는 제어기의 샘플링 주기, k_t 는 토크 상수, J 는 시스템 관성이다. 기존 DSMC+DDC 제어기의 절환함수는 다음과 같이 정의된다.

$$s_k = \mathbf{G}\mathbf{e}_k = \mathbf{G}(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref}}). \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{G} = [g_1 \ g_2]$ 는 이득 벡터, $\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref}}$ 는 에러 벡터를 일컫는다. $\mathbf{x}_k^{\text{ref}} = [\theta_k^{\text{ref}} \ \omega_k^{\text{ref}}]$ 는 θ_k^{ref} 의 위치 명령과 ω_k^{ref} 의 속도 명령으로 구성된 레퍼런스 명령이다. 기존 DSMC+DDC 방법은 다음과 같다.

$$u_k = -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} (\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}_k + q s_k - \eta \text{sat}(s_k / \phi)), \quad (3)$$

$$\hat{f}_k = \hat{f}_{k-1} + g (\mathbf{GB})^{-1} (s_k - q s_{k-1} + \eta \text{sat}(s_{k-1} / \phi)). \quad (4)$$

이때 \hat{f}_k 는 추정 외란, q 는 reaching phase로의 수렴율, η 는 외란 억제에 불연속제어에 대한 이득, 2ϕ 는 준(quasi) 슬라이딩 모드 밴드의 너비, g 는 DDC의 이득 파라미터를 일컫는다. [12]에 의해 아래와 같은 페루프 슬라이딩 모드 다이내믹스와 외란 추정 오차 \tilde{f}_k 의 다이내믹스를 만족한다.

$$s_k = q s_{k-1} - \eta \text{sat}(s_{k-1} / \phi) + \mathbf{GB} \tilde{f}_{k-1}, \quad (5)$$

$$\tilde{f}_k = f_k - \hat{f}_k = (1-g) \tilde{f}_{k-1} + f_k - f_{k-1}. \quad (6)$$

여기서 $\text{sat}(x) = \begin{cases} x/|x| & \text{if } |x| > 1 \\ x & \text{otherwise} \end{cases}$ 이다. 음이 아닌 상수 m 에 대해

$|f_k - f_{k-1}| < m$ 와 같이 느리게 변하는 외란이 주어지고, $0 < q < 1$,

$0 < g < 1$, $q - \eta / \phi < 1$, $\eta > (\mathbf{GB})m / g$ 를 만족한다고 가정하면 외란

추정 오차 \tilde{f}_k 의 절대값이 m/g 의 상한값을 가지며 시스템이 안정함이

증명되었다.

기존 DSMC+DDC 기법을 적용한 서보 시스템의 구조는 그림 3.1와 같다 [12]. 레퍼런스 모델은 아래와 같이 주어지며 u_k^{ref} 은 레퍼런스 제어 입력이다.

$$\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k^{\text{ref}} + \mathbf{B}u_k^{\text{ref}}. \quad (7)$$

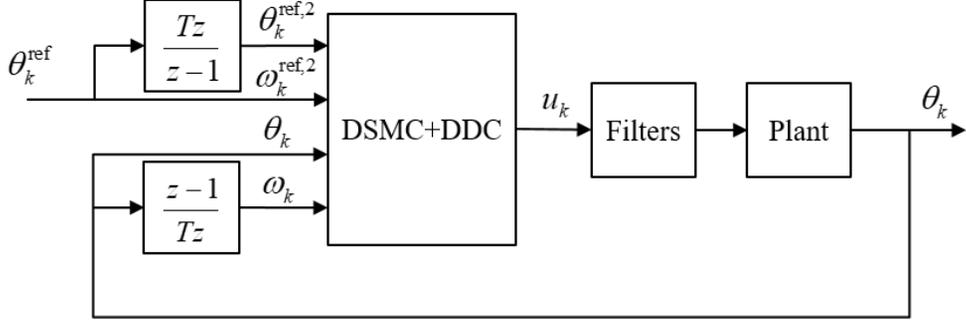


그림 3.1 기존 DSMC+DDC 제어기의 구조 [12]

절환 함수가 슬라이딩 매니폴드 근처에서 잘 제어되는 상황에서 충분히 큰 ϕ 에 대해 $|s_k| < \phi$ 라 가정하였고, 아래와 같은 선형 구간에서 분석을 진행하였다. 식 (1), (3), (7)에 의해 에러 다이내믹스는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{k+1} &= \mathbf{A}\mathbf{e}_k + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{f}}_k - \mathbf{B}u_k^{\text{ref}} \\ &\quad + \mathbf{B}(\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}_k + (q - \eta/\phi)s_k). \end{aligned} \quad (8)$$

레퍼런스 위치 명령이 목표 위치에 도달할 때 u_k^{ref} 는 0으로 놓을 수 있으며 식 (2)를 통해 에러 다이내믹스를 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\mathbf{e}_{k+1} = \mathbf{A}_1\mathbf{e}_k + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{f}}_k, \quad (9)$$

$$\tilde{\theta}_k = \mathbf{C}_1\mathbf{e}_k. \quad (10)$$

이때 $c = q - \eta/\phi$, $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A} - \mathbf{B}(\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{G}(\mathbf{A} - c\mathbf{I})$, $\mathbf{C}_1 = [1 \ 0]$ 다. 식

(9)와 (10)을 통해 외란 추정 오차 대비 위치 에러의 전달함수를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_1(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{\tilde{F}(z)} = \mathbf{C}_1 (z\mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{A}_1)^{-1} \mathbf{B} \\
 &= \frac{k_t T^2 (z+1)}{2J (z-c) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)}. \tag{11}
 \end{aligned}$$

여기서 $\tilde{\theta}_k$ 와 \tilde{f}_k 의 Z-변환을 $\tilde{\Theta}(z)$, $\tilde{F}(z)$ 로 놓는다. 램프 함수 형태의 외란이 시스템에 가해지면 식 (6)에 의해 외란 추정 오차는 크기 d_1 를 갖는 계단 함수 $\tilde{F}(z) = d_1 \frac{z}{z-1}$ 의 형태를 가지게 된다.

(11)의 전달함수에 최종값 정리를 사용하여 다음과 같은 정상상태 위치 에러를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) H_1(z) \frac{d_1 z}{z-1} \\
 &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{k_t T^2 d_1 z (z+1)}{2J (z-c) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)} \\
 &= \frac{k_t T^2 d_1}{J(1-c) \left(1 + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)} \\
 &\neq 0.
 \end{aligned} \tag{12}$$

이와 같이 램프 함수 형태의 외란이 있을 때 발생하는 정상상태 위치 에러는 목표 위치 근처에서 오버슈트를 생성한다(본 연구는 중소벤처기업부 월드 클래스 (WC300) 사업으로 지원된 연구결과임(S2563339, 스마트머신/협업로봇 유연대응을 위한 로봇모션 제어 솔루션)).

외란 대비 위치 에러의 전달함수를 유도하여 좀더 직관적으로 해석할 수 있다. 식 (6), (9), (10)을 통해 다음과 같이 수정된 에러 다이내믹스를 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{k+1} \\ \tilde{f}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 1-g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} (f_{k+1} - f_k), \quad (13)$$

$$\tilde{\theta}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix}. \quad (14)$$

외란 대비 위치 에러의 전달함수는 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{\Theta}(z)}{(z-1)F(z)} &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & 0 \end{bmatrix} \left(z\mathbf{I}_{3 \times 3} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 1-g \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{k_t T^2}{2J} \frac{(z+1)}{(z-c)(z-(1-g)) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} H_1'(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{F(z)} \\ &= \frac{k_t T^2}{2J} \frac{(z-1)(z+1)}{(z-c)(z-(1-g)) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)}. \end{aligned} \quad (16)$$

전달함수 $H_1'(z)$ 에 램프 함수 형태의 외란 $F(z) = \frac{z}{(z-1)^2}$ 가 인가될

때 최종값 정리에 의해 아래와 같이 상수값의 정상상태 위치 에러를 생성함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) H_1'(z) \frac{z}{(z-1)^2} \\
 &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{k_t T^2}{2J} \frac{z(z+1)}{(z-c)(z-(1-g)) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)} \\
 &= \frac{k_t T^2}{J} \frac{Tg_1 + 2g_2}{2gg_1 T(1-c)} \\
 &\neq 0.
 \end{aligned} \tag{17}$$

제 2 절 외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 제어기

본 절에서는 전역 이득 외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 제어기에 대해 소개한다. 외부 루프를 추가한 시스템의 구조는 그림 3.2와 같다. K_p 는 외부 루프의 전역 이득에 해당하는 값이다(본 연구는 중소벤처기업부 월드 클래스 (WC300) 사업으로 지원된 연구결과임(S2563339, 스마트머신/협업로봇 유연대응을 위한 로봇모션 제어 솔루션)).

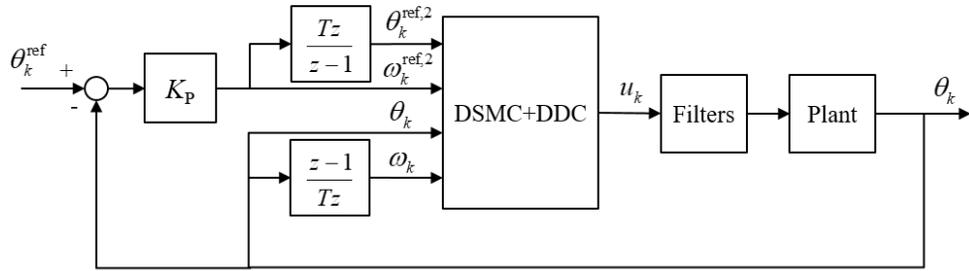


그림 3.2 기존 DSMC+DDC 제어기에 외부 루프를 추가한 구조

레퍼런스 제어 입력 $\mathbf{x}_k^{\text{ref}}$ 는 외부 루프를 통해 재생성되며 이를 $\mathbf{x}_k^{\text{ref},2} = [\theta_k^{\text{ref},2} \quad \omega_k^{\text{ref},2}]^T$ 로 정의한다. 전역 이득 외부 루프에 의해 재생성된 레퍼런스 상태 변수 $\mathbf{x}_k^{\text{ref},2}$ 는 다음과 같은 다이내믹스를 갖는다 [27].

$$\theta_{k+1}^{\text{ref},2} = \theta_k^{\text{ref},2} - K_p T (\theta_k - \theta_k^{\text{ref}}), \quad (18)$$

$$\omega_{k+1}^{\text{ref},2} = -K_P (\theta_k - \theta_k^{\text{ref}}), \quad (19)$$

$$\Rightarrow \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} = \mathbf{T}_1 \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} - K_P \mathbf{T}_2 (\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref}}). \quad (20)$$

이때 $\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} T & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 다.

식 (1), (2), (3)을 통해 시스템의 다이내믹스를 아래와 같이 새롭게 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \hat{f}_k \\ &+ \mathbf{B} \left(-\hat{f}_k + (\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{G} (\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} - \mathbf{A} \mathbf{x}_k + c (\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref},2})) \right) \\ &= \mathbf{K}_1 \mathbf{x}_k^{\text{ref}} + \mathbf{K}_2 \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} + \mathbf{K}_3 \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \tilde{f}_k. \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $\mathbf{K}_1 = K_P \mathbf{B} (\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{G} \mathbf{T}_2$, $\mathbf{K}_2 = \mathbf{B} (\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{G} (\mathbf{T}_1 - c\mathbf{I})$,

$\mathbf{K}_3 = \mathbf{A} - K_P \mathbf{B} (\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{G} \mathbf{T}_2 - \mathbf{B} (\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{G} (\mathbf{A} - c\mathbf{I})$ 와 같다. 식 (7),

(20), (21)을 통해 전체 시스템의 상태 공간 표현식을 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ K_P \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_1 & -K_P \mathbf{T}_2 \\ \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} u_k^{\text{ref}} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \tilde{f}_k. \quad (22)$$

레퍼런스 위치 명령이 목표 위치에 도달할 때, u_k^{ref} 는 0이 되어 상태

공간 표현식을 다음과 같이 간소화할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_{k+1} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2 \tilde{f}_k, \quad (23)$$

$$\tilde{\theta}_k = \mathbf{C}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix}. \quad (24)$$

$$\text{이때} \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ K_P \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_1 & -K_P \mathbf{T}_2 \\ \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix},$$

$\mathbf{C}_2 = [-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ 이다. 식 (23)와 (24)을 통해 외란 추정 오차 대비 위치 에러의 전달함수를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_2(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{\tilde{F}(z)} = \mathbf{C}_2 (z\mathbf{I}_{6 \times 6} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_2 \\ &= \frac{k_t T^2}{2J} \frac{z(z-1)(z+1)}{(z-c)(z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0)}. \end{aligned} \quad (25)$$

이때 계수는 각각 $a_2 = K_P T - \frac{(K_P T + 4)g_2}{Tg_1 + 2g_2}$, $a_1 = 1 + \frac{(K_P T - 2)Tg_1}{Tg_1 + 2g_2}$,

$a_0 = -\frac{K_P T g_2}{Tg_1 + 2g_2}$ 이다. 3.1 절의 분석과 마찬가지로

$\tilde{F}(z) = d_1 \frac{z}{z-1}$ 이며, 식 (25)에 최종값 정리를 사용하면 정상 상태

위치 에러가 0으로 수렴함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) H_2(z) \frac{d_1 z}{z-1} \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{k_t T^2}{2J} \frac{d_1 z^2 (z-1)(z+1)}{(z-c)(z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0)} \\ &= 0. \end{aligned} \quad (26)$$

따라서 시스템에 램프 함수 형태의 외란이 있을 경우, 기존

DSMC+DDC 방법은 상수 값의 정상 상태 위치 에러를 갖지만, 개선된 DSMC+DDC 방법은 위치 에러가 0으로 수렴함을 알 수 있다.

외란 대비 위치 에러의 전달함수를 유도하여 좀더 직관적으로 해석할 수 있다. 식 (6), (23), (24)를 통해 전체 시스템의 수정된 상태 공간 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_{k+1} \\ \tilde{f}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & 1-g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{6 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} (f_{k+1} - f_k), \quad (27)$$

$$\tilde{\theta}_k = [\mathbf{C}_2 \quad 0] \begin{bmatrix} \mathbf{e}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix}. \quad (28)$$

외란 대비 위치 에러의 전달함수는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{\Theta}(z)}{(z-1)F(z)} &= [\mathbf{C}_2 \quad 0] \left(z\mathbf{I}_{7 \times 7} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & 1-g \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{6 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{k_t T^2}{2J} \frac{z(z-1)(z+1)}{(z-c)(z-(1-g))(z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0)}, \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} H_2'(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{F(z)} \\ &= \frac{k_t T^2}{2J} \frac{z(z-1)^2(z+1)}{(z-c)(z-(1-g))(z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0)}. \end{aligned} \quad (30)$$

이때 계수는 각각 $a_2 = K_p T - \frac{(K_p T + 4)g_2}{Tg_1 + 2g_2}$, $a_1 = 1 + \frac{(K_p T - 2)Tg_1}{Tg_1 + 2g_2}$,

$a_0 = -\frac{K_p T g_2}{Tg_1 + 2g_2}$ 이다. 전달함수 $H_2'(z)$ 에 램프 함수 형태의 외란

$F(z) = \frac{z}{(z-1)^2}$ 가 인가될 때 최종값 정리에 의해 아래와 같이

정상상태 위치 에러가 0으로 수렴함을 알 수 있다(본 연구는 중소벤처기업부 월드 클래스 (WC300) 사업으로 지원된 연구결과임(S2563339, 스마트머신/협업로봇 유연대응을 위한 로봇모션 제어 솔루션)).

$$\begin{aligned}\tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)H_2'(z) \frac{z}{(z-1)^2} \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{k_i T^2}{2J} \frac{z^2(z-1)(z+1)}{(z-c)(z-(1-g))(z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0)} \quad (31) \\ &= 0.\end{aligned}$$

외란 대비 위치 에러 전달함수 $H_1'(z)$ 와 $H_2'(z)$ 를 비교했을 때, 외부 루프를 추가할 때 $(z-1)$ 항의 차수가 $(z-1)^2$ 로 증가함을 알 수 있다. 외부 루프를 통해 생성된 $\omega_k^{\text{ref},2} = -K_p(\theta_k - \theta_k^{\text{ref}})$ 로부터 위치 명령 $\theta_k^{\text{ref},2}$ 를 계산하는 과정에 적분을 취하게 된다. 이 적분항이 외란 대비 위치 에러의 개루프 전달함수에 추가되어 $(z-1)$ 항 차수를 늘린 것으로 분석할 수 있다. 또한 해당 적분항이 램프 함수 형태의 외란에 대해 위치 에러를 0으로 수렴하게 한다.

제 3 절 실험 결과

3장에 소개된 방법을 실제 서보 시스템에 구현하여 실험을 진행하였다. 볼스크류, 벨트, 리니어 모터의 세 가지 부하에 대해 다룬다. 볼스크류와 벨트 부하의 경우 RS Automation 社의 CSD7 400 W 서보 드라이버와 400 W 로터리 모터를 사용하였다. 리니어 모터의 경우 RS Automation 社의 CSD7 200 W 서보 드라이버와 Yaskawa 社의 리니어 모터를 사용하였다. 실험에 사용된 부하는 그림 3.3과 같다. 로터리 모터의 토크 상수 k_t 는 0.28 N·m/A, 리니어 모터의 힘 상수 k_f 는 40.41 N/A다. 볼스크류 부하의 관성 J 는 2.7×10^{-4} kg·m²이며, 벨트 부하의 관성 J 는 4.2×10^{-4} kg·m²이다. 리니어 모터의 질량 M 은 2.3 kg이다. 샘플링 주기 T 는 0.125 ms다.

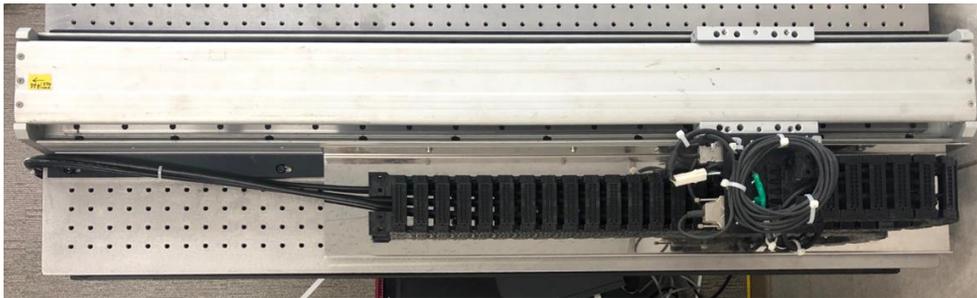
로터리 모터의 경우 6바퀴 회전에 해당하는 50,331,648 counts의 위치 명령을 인가하였다. 리니어 모터의 경우 이동거리 0.4 m에 해당하는 2,000,000 counts의 위치 명령을 인가하였다. 실험에 사용한 제어기의 상세 파라미터는 표 3.1과 같다. 고주파 진동을 억제하기 위해 적응 노치 필터를 적용하였다. 실험에 사용한 모션 프로파일은 그림 3.4와 같다.



(a) 로터리 모터와 볼스크류 부하

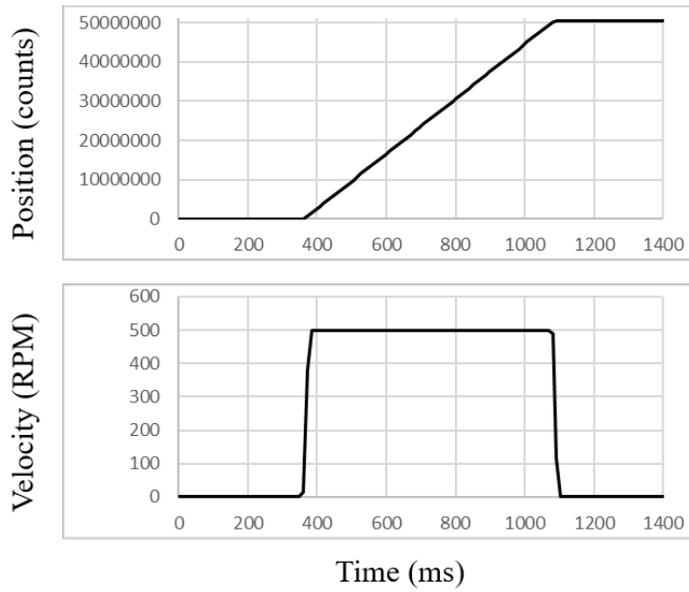


(b) 로터리 모터와 벨트 부하

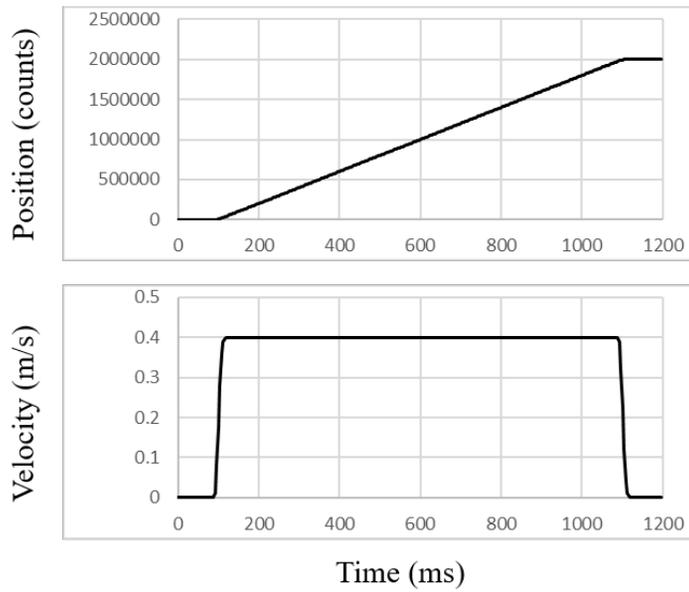


(c) 리니어 모터

그림 3.3 실험에 사용된 서보 플랜트



(a) 로터리 모터



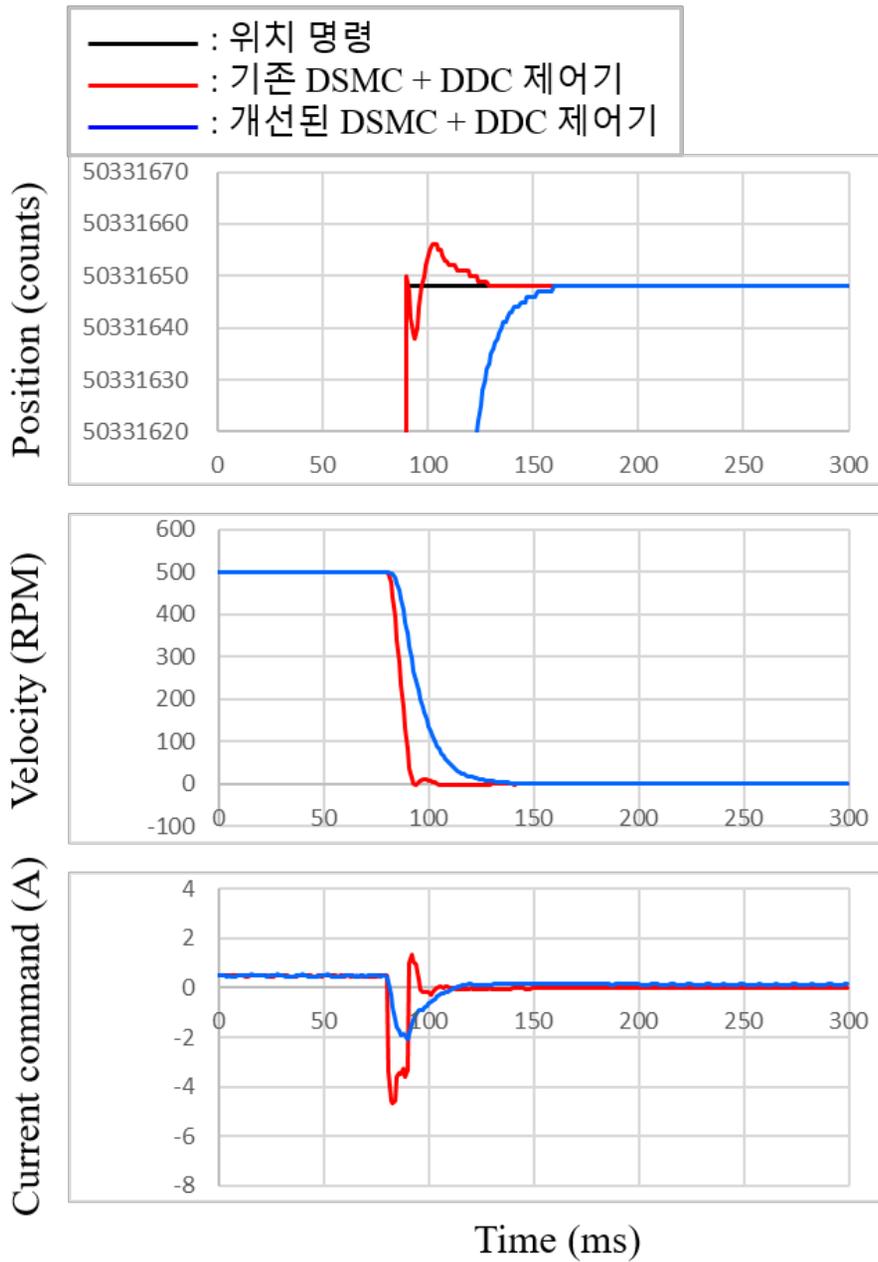
(b) 리니어 모터

그림 3.4 실험 시 사용한 모션 프로파일

표 3.1 실험에 사용한 DSMC+DDC 제어기 파라미터

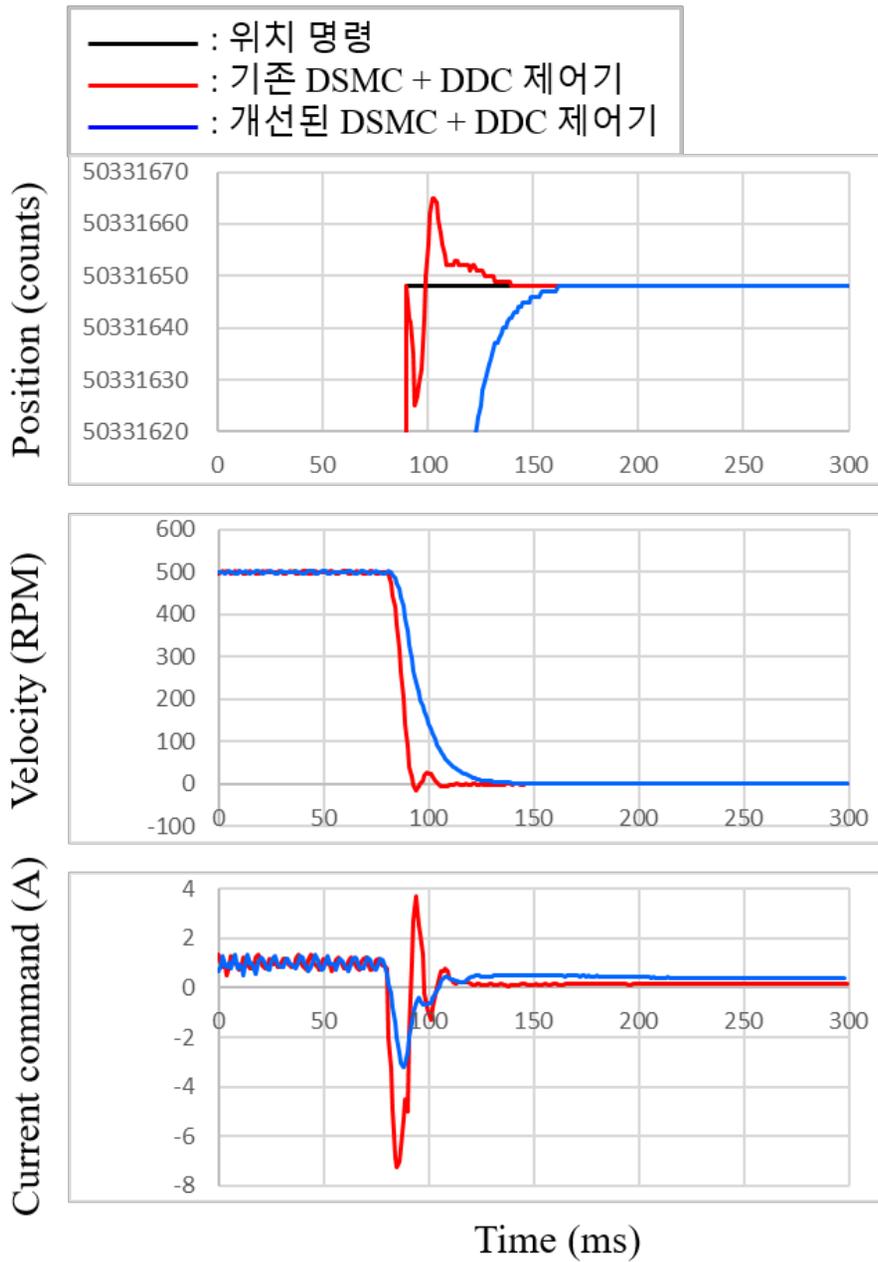
	G	<i>q</i>	<i>η</i>	<i>φ</i>	<i>g</i>	<i>K_p</i>
로터리 모터	[225 1]	0.99	0.14	10	0.028	101.4
리니어 모터	[352 1]	0.98	0.22	10	0.043	125.6

그림 3.5는 3.1절의 기존 DSMC+DDC 제어기와 3.2절의 개선된 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과를 나타낸 것이다. 그림 3.5 (a)의 볼스크류 부하의 경우, 기존 DSMC+DDC 제어기는 8 counts, 개선된 DSMC+DDC 제어기는 0 counts의 오버슈트를 갖는다. 그림 3.5 (b)의 벨트 부하의 경우, 기존 DSMC+DDC 제어기는 17 counts, 개선된 DSMC+DDC 제어기는 0 counts의 오버슈트를 갖는다. 그림 3.5 (c)의 리니어 모터의 경우, 기존 DSMC+DDC 제어기는 10 counts, 개선된 DSMC+DDC 제어기는 0 counts의 오버슈트를 갖는다. 세 서보 플랜트에서 전역 이득 외부 루프 방법이 오버슈트 성능을 개선시킴을 알 수 있다.



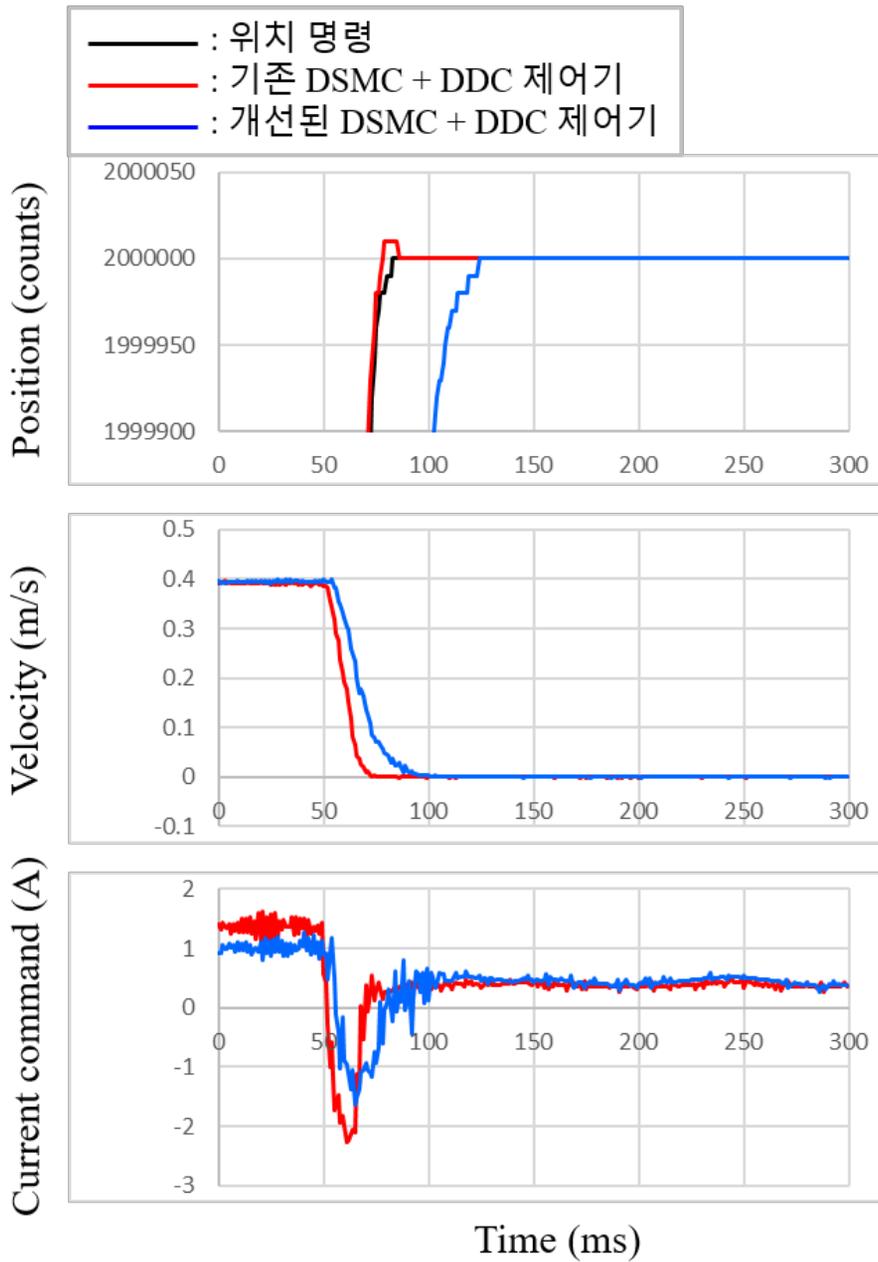
(a) 로터리 모터와 볼스크류 부하

그림 3.5 개선 전후 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과



(b) 로터리 모터와 벨트 부하

그림 3.5 개선 전후 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과



(c) 리니어 모터

그림 3.5 개선 전후 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과

제 4 장 제어 입력 포화 상에서의 분석

제 1 절 기존 보조상태변수 방법

제어 시스템에 제어 입력 포화 현상이 일어날 때, 식 (1)은 아래와 같이 바뀐다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}u^{\text{lim}} \text{sat}\left(\frac{u_k}{u^{\text{lim}}}\right) + \mathbf{B}\mathbf{f}_k. \quad (32)$$

이때 u^{lim} 은 제어 입력의 한계값이다. 이때 DSMC+DDC 구조는 그림 4.1과 같다 [14].

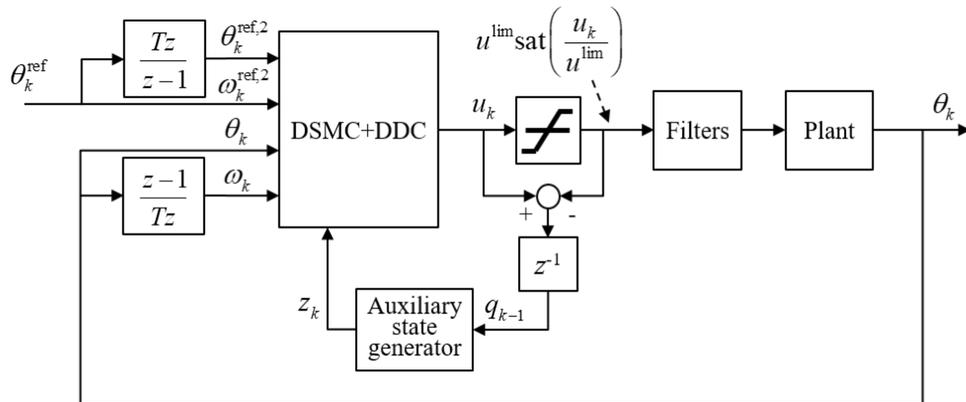


그림 4.1 보조상태변수를 추가한 DSMC+DDC 제어기의 구조 [14]

제어 입력과 포화된 제어 입력과의 차이를 $q_k = u_k - u^{\text{lim}} \text{sat}\left(\frac{u_k}{u^{\text{lim}}}\right)$ 로

정의하면 식 (32)는 다음과 같이 재정의된다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}u_k - \mathbf{B}q_k + \mathbf{B}\hat{f}_k. \quad (33)$$

[14]에 의해 보조상태변수는 다음과 같이 정의된다. 이때 α 는 보조상태변수의 이득이다.

$$z_k = \alpha z_{k-1} + (\mathbf{GB})q_{k-1}. \quad (34)$$

절환 함수와 제어 식은 다음과 같이 변경된다.

$$\sigma_k = \mathbf{G}\left(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref}}\right) + z_k, \quad (35)$$

$$u_k = -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1}\left(\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}_k - \alpha z_k + q\sigma_k - \eta \text{sat}(\sigma_k / \phi)\right), \quad (36)$$

$$\hat{f}_k = \hat{f}_{k-1} + g(\mathbf{GB})^{-1}\left(\sigma_k - q\sigma_{k-1} + \eta \text{sat}(\sigma_{k-1} / \phi)\right). \quad (37)$$

식 (7), (33), (36)에 의해 에러 다이내믹스는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{k+1} &= \mathbf{A}\mathbf{e}_k + \mathbf{B}\tilde{f}_k - \mathbf{B}u_k^{\text{ref}} - \mathbf{B}q_k \\ &\quad + \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1}\left(\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}_k + (q - \eta / \phi)\sigma_k\right). \end{aligned} \quad (38)$$

레퍼런스 위치 명령이 목표 위치에 도달할 때 u_k^{ref} 는 0으로 놓을 수 있고, 제어 입력 포화가 끝나 q_k 를 0으로 놓을 수 있다. 식 (35)를 통해 에러 다이내믹스를 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\mathbf{e}_{k+1} = \mathbf{A}_1\mathbf{e}_k + \mathbf{B}\tilde{f}_k + \mathbf{B}_1z_k, \quad (39)$$

$$\tilde{\theta}_k = \mathbf{C}_1\mathbf{e}_k. \quad (40)$$

이때 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A} - \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1}\mathbf{G}(\mathbf{A} - \mathbf{cI})$, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1}\mathbf{c}$, $\mathbf{C}_1 = [1 \ 0]$ 이다.

식 (39)와 (40)을 통해 외란 추정 오차 대비 위치 에러의 전달함수를 계산하면, 3.1절의 식 (11)과 동일한 식을 얻는다. 따라서 3.1절의 분석을 통해 램프 함수 형태의 외란이 가해질 때 위치 에러가 상수로 남음을 알 수 있다.

또한 식 (39)와 (40)을 통해 보조상태변수 대비 위치 에러의 전달함수를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_3(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{Z(z)} = \mathbf{C}_1(z\mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{A}_1)^{-1}\mathbf{B}_1 \\ &= \frac{Tc(z+1)}{(z-c)\left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2}\right)}. \end{aligned} \quad (41)$$

부하가 목표 위치에 다다르고 보조상태변수의 이득 α 이 1일 때 보조상태변수를 크기 d_2 를 갖는 계단 함수 $Z(z) = d_2 \frac{z}{z-1}$ 로 간주할 수 있다. (41)의 전달함수에 최종값 정리를 사용하면 다음과 같은 상수값의 정상상태 위치 에러를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
\tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)H_3(z) \frac{d_2 z}{z-1} \\
&= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{Tcd_2 z(z+1)}{(z-c) \left(z + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)} \\
&= \frac{2Tcd_2}{(1-c) \left(1 + \frac{Tg_1 - 2g_2}{Tg_1 + 2g_2} \right)} \\
&\neq 0.
\end{aligned} \tag{42}$$

제 2 절 보조상태변수와 전역 이득 외부 루프 방법

본 절에서는 전역 이득 외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 구조에 제어 입력 포화가 발생할 때의 분석을 소개한다. 외부 루프를 추가한 시스템에 보조상태변수를 더한 구조는 그림 4.2와 같다 [28].^①

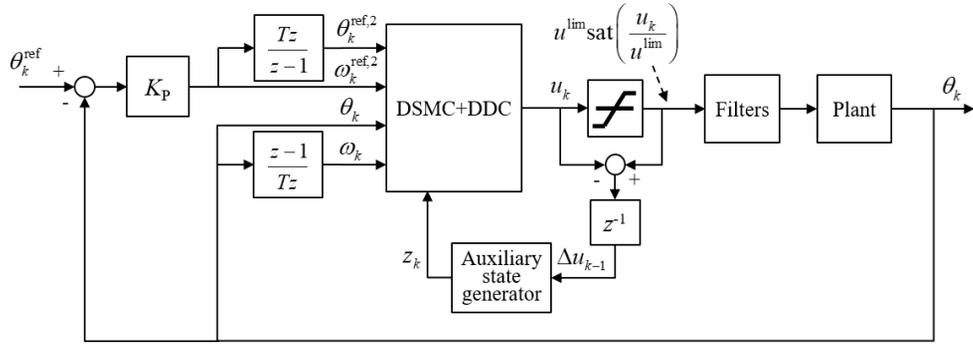


그림 4.2 외부 루프를 추가한 DSMC+DDC 제어기에 보조상태변수를 추가한 구조 [28]

식 (33), (35), (36)을 통해 시스템의 다이내믹스를 획득할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{f}_k \\
 &+ \mathbf{B} \left(-\hat{\mathbf{f}}_k + (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G} \left(\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} - \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{c}(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{\text{ref},2}) \right) \right) \\
 &= \mathbf{K}_1 \mathbf{x}_k^{\text{ref}} + \mathbf{K}_2 \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} + \mathbf{K}_3 \mathbf{x}_k + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{f}}_k.
 \end{aligned} \tag{43}$$

^① 본 연구는 중소벤처기업부 월드 클래스 (WC300) 사업으로 지원된 연구결과임(S2563339, 스마트머신/협업로봇 유연대응을 위한 로봇모션 제어 솔루션).

$$\text{여기서 } \mathbf{K}_1 = K_p \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{GT}_2, \quad \mathbf{K}_2 = \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{T}_1 - c\mathbf{I}),$$

$$\mathbf{K}_3 = \mathbf{A} - K_p \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{GT}_2 - \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{A} - c\mathbf{I}),$$

$$\mathbf{K}_4 = \mathbf{B}(\mathbf{GB})^{-1}(c - \alpha) \text{이다. 식 (7), (20), (43)을 통해 전체 시스템의}$$

상태 공간 표현식을 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_{k+1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ K_p \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_1 & -K_p \mathbf{T}_2 \\ \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} u_k^{\text{ref}} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} (\tilde{f}_k - q_k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{K}_4 \end{bmatrix} z_k. \end{aligned} \quad (44)$$

레퍼런스 위치 명령이 목표 위치에 도달하고 제어 입력 포화가 끝날 때

u_k^{ref} 와 q_k 를 0으로 놓을 수 있다. 이에 식 (44)을 아래와 같이 정리할

수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_{k+1} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2 \tilde{f}_k + \mathbf{B}'_2 z_k, \quad (45)$$

$$\tilde{\theta}_k = \mathbf{C}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k^{\text{ref}} \\ \mathbf{x}_k^{\text{ref},2} \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix}. \quad (46)$$

$$\text{이때 } \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ K_p \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_1 & -K_p \mathbf{T}_2 \\ \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}'_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{K}_4 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{C}_2 = [-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ 이다. 식 (45)와 (46)을 통해 외란 추정 오차

대비 위치 에러의 전달함수를 계산하면, 3.2절의 식 (25)과 동일한 식을 얻는다. 따라서 3.2절의 분석을 통해 램프 함수 형태의 외란이 가해질 때 위치 에러가 0으로 점근 수렴함을 증명할 수 있다.

또한 식 (45)와 (46)을 통해 보조상태변수 대비 위치 에러의 전달함수를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_4(z) &= \frac{\tilde{\Theta}(z)}{Z(z)} = \mathbf{C}_2 (z\mathbf{I}_{6 \times 6} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_2' \\
 &= \frac{T(c-1)}{Tg_1 + 2g_2} \frac{z(z-1)(z+1)}{(z-c)(z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0)}.
 \end{aligned} \tag{47}$$

이때 계수는 각각 $a_2 = K_p T - \frac{(K_p T + 4)g_2}{Tg_1 + 2g_2}$, $a_1 = 1 + \frac{(K_p T - 2)Tg_1}{Tg_1 + 2g_2}$,

$a_0 = -\frac{K_p T g_2}{Tg_1 + 2g_2}$ 이다. 4.1절의 분석과 마찬가지로 보조상태변수의 이득

α 을 1로 설정하여 $Z(z) = d_2 \frac{z}{z-1}$ 이며, 식 (47)에 최종값 정리를 사용하면 정상상태 위치 에러가 0으로 수렴함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\theta}_\infty &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) H_4(z) \frac{d_2 z}{z-1} \\
 &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{T(c-1)}{Tg_1 + 2g_2} \frac{d_2 z^2 (z-1)(z+1)}{(z-c)(z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0)} \\
 &= 0.
 \end{aligned} \tag{48}$$

위의 결과를 통해, 개선된 구조가 램프 함수 형태의 외란과 제어입력포화에 대응할 수 있음을 알 수 있다.

제 3 절 실험 결과

4장에 소개된 방법을 실제 서보 시스템에 구현하여 실험을 진행하였다. RS Automation 社의 CSD7 400 W 서보 드라이버와 400 W 서보 모터를 사용하였다. 실험에 사용된 로터리 모터는 그림 4.3과 같으며 $2.91 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 의 관성을 갖는 부하를 부착하였다.

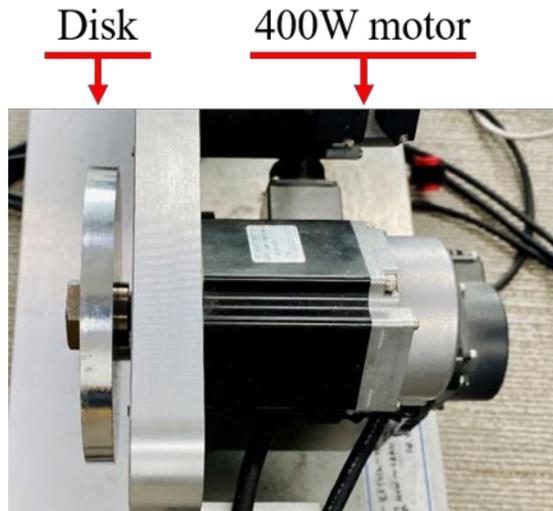


그림 4.3 실험에 사용된 산업용 로터리 모터

오버슈트 성능을 비교하기 위해 외부 루프가 추가된 P-PI 구조 제어기와 외부 루프가 추가된 DSMC+DDC 제어기를 비교하였다. 각 제어기의 상세 파라미터는 표 4.1 및 표 4.2와 같다. 제어기의 소음을 제거하기 위해 차단 주파수 2,000 Hz 대역의 저역 통과 필터를

적용하였다. 또한 고주파 진동을 억제하기 위해 차단 주파수 2,162 Hz 대역에 해당하는 노치 필터를 적용하였다. 실험에 사용한 모션 프로파일은 그림 4.4와 같으며, 회전각 5.7 rad에 해당하는 150,000 counts의 위치 명령을 인가하였다.

표 4.1 실험에 사용한 P-PI 제어기 파라미터

$K_{P,position}$	$K_{P,velocity}$	$K_{I,velocity}$
312	1.72	223

표 4.2 실험에 사용한 개선된 DSMC+DDC 제어기 파라미터

G	q	η	g	ϕ	K_p	α
[176 1]	0.98	0.22	0.043	10	176.5	1

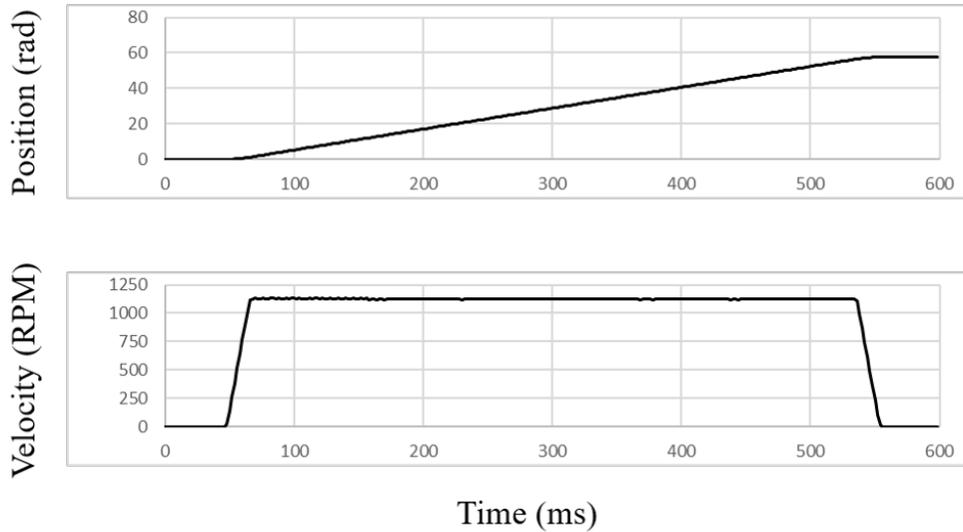


그림 4.4 실험 시 사용한 모션 프로파일

그림 4.5는 외부 루프가 추가된 P-PI 구조 제어기와 외부 루프가 추가된 DSMC+DDC 제어기의 실험 결과를 나타낸다. P-PI 구조의 경우 제어 입력 포화 현상이 2회 발생하는 반면, DSMC+DDC 구조의 경우 1회 발생하여, 보조상태변수의 영향으로 빠르게 포화현상을 억제한다. 또한 P-PI 구조의 경우 0.25 rad의 위치 오버슈트와 243 RPM의 속도 오버슈트를 갖는 반면, DSMC+DDC 구조는 0.1 rad의 위치 오버슈트와 86.5 RPM의 속도 오버슈트를 갖는다. 따라서 4.2절의 개선된 DSMC+DDC 구조가 제어 입력 포화를 빠르게 억제함과 더불어 오버슈트 성능을 개선할 수 있음을 알 수 있다.

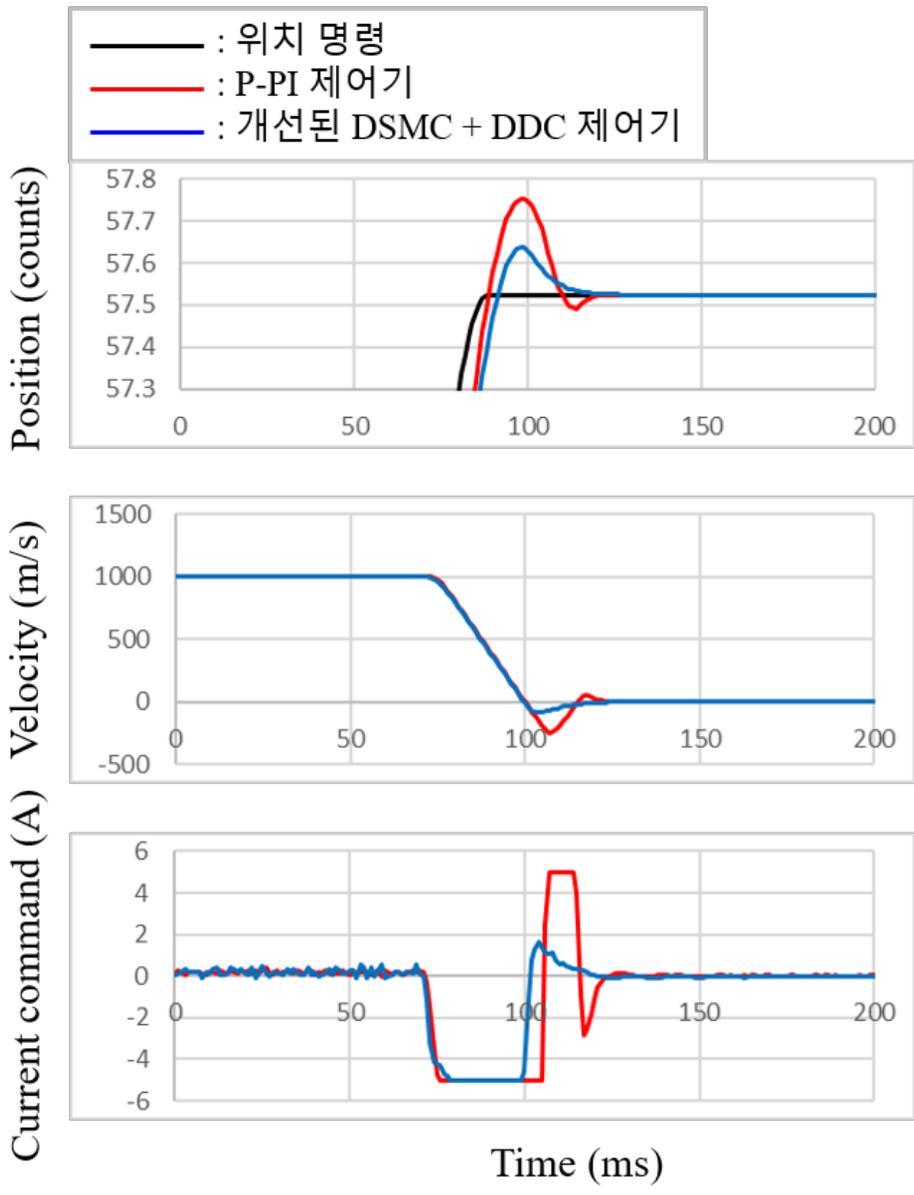


그림 4.5 제어 입력 포화가 발생할 때의 실험 결과

제 5 장 결 론

본 논문에서는 산업용 서보 시스템에 널리 사용되는 이산 시간 슬라이딩 모드에 전역 이득 외부 루프를 추가한 방식에 대해 분석하였다. 전역 이득 외부 루프는 레퍼런스 명령을 재생성하여 시스템 전체의 페루프 다이내믹스를 변화시킨다. 점성 마찰과 같은 램프 함수 형태의 외란이 가해질 때, 전역 이득 외부 루프를 추가함으로써 정상상태 위치 에러를 0으로 수렴시킬 수 있고, 목표 위치에서의 오버슈트를 감소시킬 수 있다. 또한 제어 입력 포화가 발생하는 제어 시스템에서 보조상태변수를 이용하여 안정성을 제공하는 기법이 연구된 바 있다. 본 논문에서는 보조상태변수를 사용하는 구조에 전역 이득 외부 루프를 추가할 때 외란 추정 오차 대비 위치 에러, 보조상태변수 대비 위치 에러가 모두 0으로 수렴함을 분석하였다. 다양한 산업용 부하에서의 실험을 통해 본 방법이 오버슈트를 감소시키는 효과가 있음을 보인다.

참고 문헌

- [1] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control Optimization*, New York: Springer-Verlag 1992.
- [2] Q. Ha, Q. Nguyen, D. Rye, and H. Durrant-Whyte, "Fuzzy sliding-mode controllers with applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 1, pp. 38-46, 2001.
- [3] S. Jung, "Improvement of tracking control of a sliding mode controller for robot manipulators by a neural network," *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 16, No. 2, pp. 937-943, 2018.
- [4] S. Frikha, M. Djemel and N. Derbel, "A new adaptive neuro-sliding mode control for gantry crane," *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 16, No. 2, pp. 559-565, 2018.
- [5] L. Tuan, Y. Joo, L. Tien, and P. Duong, "Adaptive neural network second-order sliding mode control of dual arm robots," *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 15, No. 6, pp. 2883-2891, 2017.
- [6] W. Gao, "Discrete-Time Variable Structure Control Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 2, pp. 117-122, 1999.
- [7] H. Ma and J. Wu, "Discrete-time sliding mode control with improved quasi-sliding-mode domain," *IEEE Transactions on*

- Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 10, pp. 6292–6304, 2016.
- [8] H. Du, X. Yu, M. Chen, and S. Li, “Chattering–free discrete–time sliding mode control”, *Automatica*, Vol. 68, pp. 87–91, 2016.
- [9] J. Yang, S. Li and X. Yu, “Sliding–mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 1, pp. 160–169, Jan. 2013.
- [10] D. Ginoya, P. Shendge and S. Phadke, “Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 4, pp. 1983–1992, Apr. 2014.
- [11] J. Zhang, X. Liu, Y. Xia, Z. Zuo, and Y. Wang, “Disturbance observer–based integral sliding–mode control for systems with mismatched disturbances,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 11, pp. 7040–7048, Nov. 2016.
- [12] Y. Eun, J. Kim, K. Kim, and D. Cho, "Discrete–time variable structure controller with a decoupled disturbance compensator and its application to a CNC servomechanism," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 4, pp. 414–423, 1999.
- [13] J. Kim, S. Oh and D. Cho, "Robust discrete–time variable structure control methods," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 122, No. 4, pp. 766–775, 2000.
- [14] J. Han, T. Kim, T. Oh, S. Lee, and D. Cho, “Effective

- disturbance compensation method under control saturation in discrete-time sliding mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, No. 7, pp. 5696–5707, 2020.
- [15] J. Xiong and G. Zhang, "Discrete-time sliding mode control for a quadrotor UAV," *Optik*, Vol. 127, No. 8, pp. 3718–3722, 2016.
- [16] X. Xiang, C. Liu, H. Su, and Q. Zhang, "On decentralized adaptive full-order sliding mode control of multiple UAVs," *ISA Transactions*, Vol. 71, pp. 196–205, 2017.
- [17] L. McNinch and H. Ashrafiuon, "Predictive and sliding mode cascade control for unmanned surface vessels," *Proc. of the 2011 American Control Conference. IEEE*, pp. 184–189, 2011.
- [18] M. Corradini, V. Fossi, A. Giantomassi, G. Ippoliti, S. Longhi, and G. Orlando, "Discrete time sliding mode control of robotic manipulators: Development and experimental validation," *Control Engineering Practice*, Vol. 20, No. 8, pp. 816–822, 2012.
- [19] M. Corradini, V. Fossi, A. Giantomassi, G. Ippoliti, S. Longhi, and G. Orlando, "Minimal resource allocating networks for discrete time sliding mode control of robotic manipulators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 733–745, 2012.
- [20] (주) KUKA, "Products – Robotics systems – Industrial robots", Dec. 2020, Available: <https://www.kuka.com/en-us/products/robotics-systems/industrial-robots>
- [21] (주) SEMES, "제품소개 – 물류자동화장비", Dec, 2020,

Available: <https://www.semes.com/product.do>

- [22] (주) ABB, “Offerings – Robotics – Industrial robots”, Dec. 2020,
Available: <https://new.abb.com/products/robotics/industrial-robots>
- [23] (주) RS Automation, “제품안내 – 로봇모션제어”, Dec. 2020,
Available: http://rsautomation.co.kr/product/product_list.php
- [24] T. Kim, J. Han, J. Park, T. Oh, J. Lee, S. Kim, S. Lee, S. Lee, and D. Cho, “Application of discrete derivative method with a new frequency mapping technique for adaptive–notch–filter based vibration control in industrial servo systems,” *Proc. of the IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, pp. 414–419, 2017.
- [25] J. Yoon, W. Bahn, T. Kim, J. Han, S. Lee, and D. Cho, "Discrete derivative method for adaptive notch filter–based frequency estimators," *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 15, No. 2, pp. 668–679, 2017.
- [26] W. Bahn, T. Kim, S. Lee, and D. Cho, "Resonant frequency estimation for adaptive notch filters in industrial servo systems," *Mechatronics*, Vol. 41, pp. 45–57, 2017.
- [27] H. Lim, T. Kim, J. Han, T. Oh, Y. Kim, S. Lee, and D. Cho, “Improving overshoot performance of discrete–time sliding mode control with decoupled disturbance compensator for ramp–type disturbance,” *Proc. of the IEEE International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, pp. 1714–1718, 2019.
- [28] H. Lim, J. Han, T. Oh, Y. Kim, D. Yang, S. Lee, and D. Cho,

“Global gain outer loop method for discrete–time sliding mode control,” *Proc. of the IEEE International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, pp. 1332–1333, 2020.

Abstract

Global Gain Outer Loop Method for Discrete-time Sliding Mode Control

Hyuntaek Lim

Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

This paper presents a global gain outer loop method for discrete-time sliding mode control (DSMC) with a decoupled disturbance compensator (DDC). The original DSMC method is widely used in theoretical areas and industrial applications attributed to its excellent properties of trajectory tracking, robustness to disturbances and easy implementation. DSMC with DDC was developed to maintain closed-loop stability subject to slowly-varying disturbances. However, when the system suffers from ramp-type disturbance in position control application, overshoot arises at the end of motion. In this paper, a global gain outer loop method is proposed which regenerates the reference

input and guarantees asymptotic convergence of the error state in the presence of ramp-type disturbance. Moreover, the developed method can be utilized with an auxiliary state method which is effective to maintain stability under control input saturation. Especially, we can set the gain of auxiliary state to “1” to suppress additional vibration at the end of motion. Final-value theorem is utilized to demonstrate the effectiveness of the proposed method. Experiments are performed on a servo system to demonstrate the improved overshoot performance.

Keywords : Servo systems, position control, discrete-time sliding mode control, ramp-type disturbance, overshoot, outer loop.

Student Number : 2019-20053

감사의 글

RS Automation 社 임직원분들께도 감사의 말씀을 드립니다. 적극적으로 연구를 지원해주신 강덕현 사장님께 감사드립니다. 선배 엔지니어로서 많은 조언을 주신 이상훈 연구소장님께 감사드립니다. 연구를 진행하면서 아이디어를 구현하고 실험하는 데 늘 큰 도움을 주시는 개발팀 직원분들께도 감사의 말씀을 전합니다. 그리고 석사과정 동안 연구에 대한 방향을 자각하게 하고 소중한 경험을 제공해준 중소벤처기업부 월드 클래스(WC300) 사업에 감사드립니다.