



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](#)

공학박사 학위논문

산업용 서보 시스템에서의
입자 군집 최적화 및 새로운 안정도
지표를 이용한 복수개의 노치 필터
파라미터 설정 방법

2023 년 8 월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

오 태 호

산업용 서보 시스템에서의
입자 군집 최적화 및 새로운 안정도
지표를 이용한 복수개의 노치 필터
파라미터 설정 방법

지도 교수 조 동 일

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2023 년 7 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
오 태 호

오태호의 공학박사 학위논문을 인준함
2023 년 7 월

위 원 장 _____ 심 형 보 _____ (인)

부위원장 _____ 조 동 일 _____ (인)

위 원 _____ 양 인 순 _____ (인)

위 원 _____ 김 현 진 _____ (인)

위 원 _____ 이 상 훈 _____ (인)

초 록

산업용 서보 및 로봇 시스템은 모터에 여러가지 부하들이 결합되며, 이로 인한 공진으로 인해 그 성능이 제한되는 경우가 많다. 노치 필터는 이러한 기계적 공진을 억제하는데 효과적이며, 높은 성능을 위한 여러 응용 분야에서는 복수개의 노치 필터가 많이 사용되고 있다. 복수개의 노치 필터가 요구되는 상황에서 이 노치 필터들의 파라미터를 설정하는 과정은 어려우며, 사람의 주관적인 생각이 반영되는 경우가 많다. 주파수 응답 함수 (Frequency response function, 이하 FRF)는 노치 필터 파라미터를 설정하기 위해 많이 사용되어 왔으나, 이 경우 데이터 획득 상에 발생하는 측정 노이즈, 시간 지연뿐만 아니라 위치 별로 바뀌는 공진 특성이나 마찰, 고조파 등 비선형 적인 요소들이 FRF 측정값들에 영향을 줄 수 있다. 따라서, 이러한 영향을 고려한 노치 필터 파라미터의 설정 방법이 필요하다. 본 논문은 particle swarm optimization (PSO)를 이용한 복수개의 노치 필터들의 파라미터를 설정 방법을 개발하였다. 제안하는 방법에서는 FRF 측정 과정에서의 오차들을 고려한 새로운 안정도 지표를 개발하고 이를 노치 필터 파라미터 설정에 활용한다. 제안한 방법은 산업용 벨트 드라이브 시스템에 적용되었으며, 제안한 방법을 통해 복수 개의 노치 필터 파라미터를 설정하여 높은 성능의 구동이 가능함을 보인다.

주요어 : 주파수 응답 함수, 산업용 서보 시스템, 공진 억제, 입자 군집 최적화

학 번 : 2017-23517

목 차

| | |
|------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 제 1 장. 서론 | 1 |
| 1.1. 연구의 배경 | 1 |
| 1.2. 연구의 의의 | 8 |
| 1.3. 연구의 구성 | 9 |
| 제 2 장. 연구의 구성..... | 10 |
| 2.1. 산업용 서보 시스템..... | 10 |
| 2.2. FRF 측정 방법 및 여러가지 부하의 공진 특성..... | 20 |
| 2.2.1. FRF 측정 방법 | 20 |
| 2.2.2. 여러가지 부하의 공진 특성 | 26 |
| 2.3. 디지털 시스템에서의 제어기 및 필터의 이산화 과정..... | 35 |
| 2.4. 여러가지 공진 억제 방법 | 37 |
| 제 3 장. FRF를 이용한 안정도 지표 설정 방법 | 44 |
| 제 4 장. Cascade control structure에서 PSO 및 FRF를 사용한 노치 필터 파라미터 최적화 과정 | 51 |
| 4.1. Particle swarm optimization (PSO) | 51 |
| 4.2. Cascade control structure에서의 FRF를 사용한 노치 필터 파 라미터 최적화 과정..... | 53 |
| 제 5 장. DSMC with DDC를 제어기로 사용하는 시스템에서의 제 안하는 노치 필터 파라미터 설정 과정 적용 | 61 |
| 5.1. DSMC with DDC 구조 | 62 |
| 5.2. 노치 필터와 DSMC with DDC가 사용된 서보 시스템의 구조..... | 64 |
| 제 6 장. 실험 결과 | 68 |
| 6.1. 실험 환경 및 실험 결과..... | 68 |
| 6.2. 다른 제어 파라미터에서의 실험 결과 | 80 |
| 6.3. 높은 계인에서의 실용적인 적용을 위한 uncertainty bound 변 경 및 여러 부하에서의 실험 결과 | 89 |
| 제 7 장. 결론 | 104 |
| 참고 문헌..... | 105 |

표 목차

| | |
|--------------------------------------------------|-----|
| 표 6-1. 실험에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터 | 79 |
| 표 6-2. 획득한 노치 필터 파라미터 | 79 |
| 표 6-3. Case #1에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터..... | 87 |
| 표 6-4. Case #2에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터..... | 87 |
| 표 6-5. Case #1에서 획득한 노치 필터 파라미터..... | 88 |
| 표 6-6. Case #2에서 획득한 노치 필터 파라미터..... | 88 |
| 표 6-7. 벨트 드라이브 부하에서의 노치 필터 파라미터 설정 실험 결과..... | 96 |
| 표 6-8. 튜닝 파라미터 λ 에 따른 실험 결과 | 103 |

그림 목차

| | | |
|---------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 그림 1.1 | 본 논문에서 다루고 있는 cascade control structure | 7 |
| 그림 2.1 | 산업용 서보 시스템의 구성 요소 (서보 모터 및 서보 드라이브) | 17 |
| 그림 2.2 | 여러가지 산업용 장비 | 19 |
| 그림 2.3 | 일반적인 서보 시스템의 블록선도 | 19 |
| 그림 2.4 | FRF 측정 환경 | 23 |
| 그림 2.5 | 서보 시스템에서의 sine-sweep 측정 환경 | 23 |
| 그림 2.6 | 볼 스크류 부하에서의 multi-sine (파랑)과 sine-sweep (주황)을 이 용한 FRF 비교 | 24 |
| 그림 2.7 | 벨트 드라이브 부하에서의 multi-sine (파랑)과 sine-sweep (주황) 을 이용한 FRF 비교 | 24 |
| 그림 2.8 | 산업용 원판 부하 시스템 구성 | 29 |
| 그림 2.9 | 산업용 원판 부하 시스템의 주파수 응답 특성 | 29 |
| 그림 2.10 | 산업용 볼 스크류 시스템 구성 | 30 |
| 그림 2.11 | 산업용 볼 스크류 시스템의 주파수 응답 특성 | 30 |
| 그림 2.12 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (100 W 모터 및 관성비 80배 부하) 구성 | 31 |
| 그림 2.13 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하) 구성 | 31 |
| 그림 2.14 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 11배 부하) 구성 | 32 |
| 그림 2.15 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 10.5배 부하, 이중 벨트 시스템) 구성 | 32 |
| 그림 2.16 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (100 W 모터 및 관성비 80배 부하) 의 주파수 응답 특성 | 33 |
| 그림 2.17 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하) 의 주파수 응답 특성 | 33 |
| 그림 2.18 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하) 의 주파수 응답 특성 | 34 |
| 그림 2.19 | 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 10.5배 부하, 이중 벨트 시스템)의 주파수 응답 특성 | 34 |
| 그림 2.20 | 여러가지 이산화 방법의 주파수 응답 비교 (8kHz sample) | 41 |
| 그림 2.21 | 여러 노치 필터 파라미터에 대한 주파수 응답 | 41 |
| 그림 2.22 | Q 필터 변경에 따른 시스템 안정도 비교 | 42 |
| 그림 2.23 | 적응 노치 필터의 블록 선도 | 42 |
| 그림 2.24 | 적응 노치 필터를 이용한 공진 억제 과정 | 43 |
| 그림 3.1 | 가산 불확실성 및 시간 지연 불확실성이 있을 경우의 FRF 포인트 | 48 |
| 그림 3.2 | 나이퀴스트 선도에서의 ω_k 와 ω_{k+1} 사이의 FRF 포인트 \hat{z}_k 과 \hat{z}_{k+1} 가 존재할 수 있는 영역 표시 | 48 |
| 그림 3.3 | 식 (34), (38), and (39)를 설명하기 위한 개념도 | 49 |
| 그림 4.1 | 본 논문에서 고려된 cascade control system의 블록선도 | 59 |
| 그림 4.2 | T_1, T_2, \dots , 그리고 T_5 매핑에 의해 $\sigma_1\Delta$ 의 반지름을 가진 원의 중심과 반지름이 바뀌는 과정 | 59 |
| 그림 4.3 | 페루프의 등가 승법적 불확실성 구성 과정 | 59 |
| 그림 5.1 | 노치 필터와 DSMC with DDC를 사용하는 서보 시스템의 블록 선도 | 67 |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 그림 6.1 산업용 벨트 드라이브 시스템을 포함한 실험 환경 | 72 |
| 그림 6.2 여러 위치에서의 플랜트 FRF 측정 결과 및 nominal plant의 analytical FRF..... | 74 |
| 그림 6.3 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot..... | 75 |
| 그림 6.4 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값..... | 76 |
| 그림 6.5 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답..... | 76 |
| 그림 6.6 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot..... | 77 |
| 그림 6.7 구동 실험 결과..... | 78 |
| 그림 6.8 Case #1에서 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist..... | 81 |
| 그림 6.9 Case #1에서 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값..... | 82 |
| 그림 6.10 Case #1에서 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답..... | 82 |
| 그림 6.11 Case #1에서 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot | 83 |
| 그림 6.12 Case #2에서 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist..... | 84 |
| 그림 6.13 Case #2에서 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값..... | 85 |
| 그림 6.14 Case #2에서 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답..... | 85 |
| 그림 6.15 Case #2에서 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot. | 86 |
| 그림 6.16 벨트 1 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과..... | 93 |
| 그림 6.17 벨트 2 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과..... | 93 |
| 그림 6.18 벨트 3 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과..... | 94 |
| 그림 6.19 벨트 2 부하에서의 97.7 Hz에서의 플랜트의 FRF 점 및 square 형태의 bound와 circle 형태의 bound 비교..... | 94 |
| 그림 6.20 벨트 2 부하에서 실제 시스템에서 안정한 노치 필터 설정 후 97.7 Hz에서의 시스템 개루프 FRF 및 square 형태의 bound와 circle 형태의 bound 비교 | 95 |
| 그림 6.21 주파수에 따른 uncertainty factor 설정..... | 95 |
| 그림 6.22 벨트 1 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist plot .. | 97 |
| 그림 6.23 벨트 2 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist plot .. | 98 |
| 그림 6.24 벨트 3 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist plot .. | 99 |
| 그림 6.25 벨트 1 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과..... | 100 |
| 그림 6.26 벨트 2 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과..... | 101 |
| 그림 6.27 벨트 3 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과..... | 102 |

제 1 장. 서론

1.1. 연구의 배경

최근 높은 속도와 정확도를 요구하는 산업용 로봇들이 점점 더 많이 개발되고, 실제 산업 현장에도 많이 적용되고 있다. IFA (International Federation of Robotics)의 World Robotics 2022 리포트에 따르면 2021년도의 로봇 설치 개수는 2020년에 비해 30% 이상 증가하였다. 이러한 로봇 사용의 증가는 반도체와 IT 산업의 증가의 요인이 크며 이러한 산업에서는 특히 높은 속도와 정확도가 요구된다. 이러한 로봇들은 높은 성능/계인으로 인하여 나타나는 여러가지 공진을 억제할 수 있어야 한다 [1], [2].

이러한 공진들을 억제하기 위해 여러가지 방법들이 개발되었다. 대표적인 방법으로는 외란 관측기 (disturbance observer)를 이용한 방법 [3], [4], 칼만 필터 (Kalman filter)를 이용한 방법 [5], [6], Luenberger observer를 이용한 방법 [7], active damping control 기반의 방법 [8] 등이 있다. 위의 방법들은 보통 공진 모델을 얻을 수 있다는 가정하에 개발되었으나, 실제 산업용 시스템에서의 적용에서 이러한 공진 모델을 파라미터를 추정하는 것은 어려운 과정이다. 또한, 위의 방법들은 적용되는 로봇에 따라 항상 새로운 파라미터 조합이 요구되며, 이를 위해서는 숙련된 전문가의 오랜 시간의 튜닝 과정이 필요하다.

노치 필터 (notch filter)를 이용한 공진 억제는 실제 산업 현장에서

많이 쓰이는 방법 중의 하나이다 [9], [10]. 노치 필터는 설정 주파수 근처의 magnitude response를 감쇄 시키는 특성을 가지고 있다. 보통 많이 쓰이는 bi-quad 형태의 노치 필터의 전달함수 $H_{NF}(s)$ 는 다음과 같다.

$$H_{NF}(s) = \frac{s^2 + \frac{(1-k_d)}{Q}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n} \quad (1)$$

여기서 ω_n 은 노치 주파수 (notch frequency), Q 는 노치 Q 인자 (Q-factor), 그리고 k_d 는 노치 깊이 (depth)이다. 노치 필터는 위의 총 3개의 설정 파라미터를 가진다. 로봇에서는 보통 복수 개의 공진이 존재하며, 이 경우 노치 필터는 공진 억제를 위해 복수 개가 중첩 (cascade)되어 사용된다. 이러한 경우 튜닝 파라미터가 많아져 매뉴얼한 튜닝이 어렵다. 노치 필터 파라미터를 자동으로 튜닝하기 위해 많은 방법들이 개발되어왔다. 대표적인 방법으로는 logic 기반의 방법 [11], adaptive frequency estimator를 활용한 적응 노치 필터 (adaptive notch filter) 기반 방법 ([12], [13]), 주파수 잠금 회로 (frequency locked loop)를 이용한 방법 [14], fast Fourier transform 및 여러 heuristic을 이용한 방법 [15], [16] 등이 있다. 이러한 방법들은 보통 공진 주파수를 찾는데 집중하였으며 복수개의 노치 필터의 Q인자와 깊이 파라미터는 고려되지 않았다. 복수개의 노치 필터가 사용될 경우 많은 파라미터 설정이 필요하다. 예를 들어, 3개의 노치 필터를 사용하는 경우에는 9개의 파라미터 설정이 필요하다.

본 논문은 노치 필터의 주파수 뿐만 아니라 Q인자와 깊이 파라미터까지 설정할 수 있는 PSO 기반의 FRF를 이용한 노치 필터 파라미터 설정 방법을 개발하였다. PSO는 미리 설정된 어떤 함수를 이용하여 반복적으로 후보 해 (candidate solution)를 좋은 값을 가지도록 이동시키는 방식으로 최적화하는 계산 지능 (computational intelligence)의 카테고리에 속하는 전역 최적화 함수이다 [17]. 최적화 방법에는 여러가지가 있지만, 이 중 PSO를 사용하는 이유는 다음과 같다. 첫째, 후술하는 개발된 안정도 지표가 convex 꼴이 아니며, 이를 위해서는 non-convex 꼴을 대응할 수 있는 비선형 최적화 방법이 필요하다. 둘째, 다른 비선형 최적화 방법에 비해 계산량이 적다. 비선형 최적화 알고리즘으로는 대표적으로는 interior-point method, sequential quadratic programming, genetic algorithm 등을 들 수 있다. Interior-point method와 sequential quadratic programming의 경우 문제의 일계 미분에 해당하는 gradient, 이계 미분에 해당하는 hessian 을 계산하고 문제를 반복적인 convex 또는 quadratic 꼴의 approximation을 통해 최적화를 하는 방법이다. 이들 방법의 경우 convex꼴에 가까운 문제에서는 좋은 결과를 얻을 수 있는 장점이 있으나, 이들 방법의 경우 gradient와 hessian 계산에 비교적 시간이 많이 소요되며, 최적값이 초기 값에 크게 영향을 받는 단점이 있다. Genetic algorithm의 경우 PSO와 비슷한 계산 지능 방법으로 후보 해들의 개체들을 업데이트 시키면서 최적해를 찾아가는 과정은 비슷하나, 업데이트를 위해 교배 (crossover), 돌연변이 (mutation), 선택

(selection) 등의 여러 매커니즘이 존재하며 이를 위해서 PSO에 비해 구현이 비교적 복잡하며, 많은 튜닝 파라미터가 필요한 단점이 있다. PSO는 구현이 쉬우며 여러 응용 분야에 크게 제한 받지 않고 적용할 수 있는 장점이 있어 전기 모터 드라이브 [18], [19], CAN 통신 기반 DC 모터 [20], 그리고 쿼드콥터 시스템 [21] 을 포함하여 여러 파라미터를 튜닝하기 위한 응용 분야들에 많이 적용이 되었다.

주파수 응답 함수 (FRF)는 흔히 말하는 실험적인 Bode plot (experimental Bode plot)으로 여러 주파수에 대한 입력 대비 출력의 복소수 값으로 이루어진 측정 값이다. 주파수 응답 함수는 사인 스위프 (sine sweep)이나 복수개의 사인이 섞인 멀티 사인 (multi-sine) 입력을 인가하여 쉽게 획득이 가능하며, 시스템 분석이나 파라미터 튜닝을 위해 많이 사용되고 있다. 일례로, PID 게인 튜닝 [22], [23], reset control [24], 반복적인 외란 억제를 위한 peak filter 튜닝 [25]에 사용된 바가 있다. FRF는 여러 주파수 대역에 대한 시스템의 많은 정보를 가지고 있기 때문에 노치 필터 파라미터 튜닝에도 좋은 시스템 식별 데이터이다.

노치 필터를 사용하는 목적은 공진 억제를 통해 시스템의 안정도를 높이기 위함이다. 따라서, PSO를 이용하여 노치 필터 파라미터를 설정하기 위해서는 적절한 안정도 지표가 필요하다. 그러나 이득 여유, 위상 여유, 그리고 이들의 조합 [26], [27]과 같은 기존의 안정도 지표들은 튜닝에 적용하기에 여러가지 단점이 있다. 먼저, 시스템의 다이내믹스 (dynamics)가 부하의 위치에 따라 바뀔 수 있다. 이러한

경우, 이상적으로는 노치 필터는 위치마다 바뀌어 적용되어야 바람직하다. 그러나, 실제로는 모든 위치에 바뀌는 노치 필터 파라미터를 설정하는 것은 어려우며, 노치 필터의 바뀌는 파라미터에 의한 다이내믹스가 안정도에 영향을 미칠 수 있다. 그러므로, 본 논문에서는 여러 위치에서 시스템을 안정하게 하는 하나의 파라미터 조합을 찾는 것을 목표로 하였다. 두번째, FRF 측정 값은 여러 비선형적인 요소에 의해 영향을 받는다. 일례로, 마찰에 의한 영향 [28], [29]), 고조파 (high-order harmonics)에 의한 영향 [30] 등이 있다. 보통 이러한 영향을 모두 고려하여 FRF의 정확도를 향상시키기는 어렵다. 세번째로, FRF가 측정 과정에서의 노이즈, 시간 지연에 의한 영향을 받을 수 있다. 실제 시스템에서는 입력의 파워가 제한되어 있기 때문에 입력 신호를 키워 FRF의 SNR (signal-to-noise)를 늘리는 것도 제한적이다 [31].

본 논문은 위에서 언급된 불확실성 및 error가 나이퀴스트 선도 (Nyquist plot)에서 additive uncertainty를 가진 점의 회전으로 표현되는 새로운 안정도 지표를 개발한다. 새로운 안정도 지표는 FRF의 모든 측정 주파수에 대하여 나이퀴스트 선도에서의 worse-case의 거리로 정의된다. 제안된 안정도 지표를 이용하여 그림 1.1의 cascade control 구조에서 노치 필터 파라미터를 설정 문제를 최적화 문제로 정의한다.

제안하는 방법에서는 여러 세가지 대표적인 부하 위치에 대한 FRF 데이터를 이용하여 모든 위치에서 안정도를 만족하는 노치 필터

파라미터를 설정하기 위해 사용한다. 이는 본 논문에서 고려하는 시스템이 공진 특성이 위치에 따라 바뀌기 때문에 중요한 요소이다. PSO는 제안하는 안정도 지표를 최대화하는 노치 필터 파라미터를 찾기 위해 사용된다. 산업용 벨트 드라이브 시스템에서의 실험을 통해 제안하는 방법이 복수 개의 노치 필터의 파라미터를 설정하여 높은 계인에서 시스템을 안정하게 할 수 있음을 보인다.

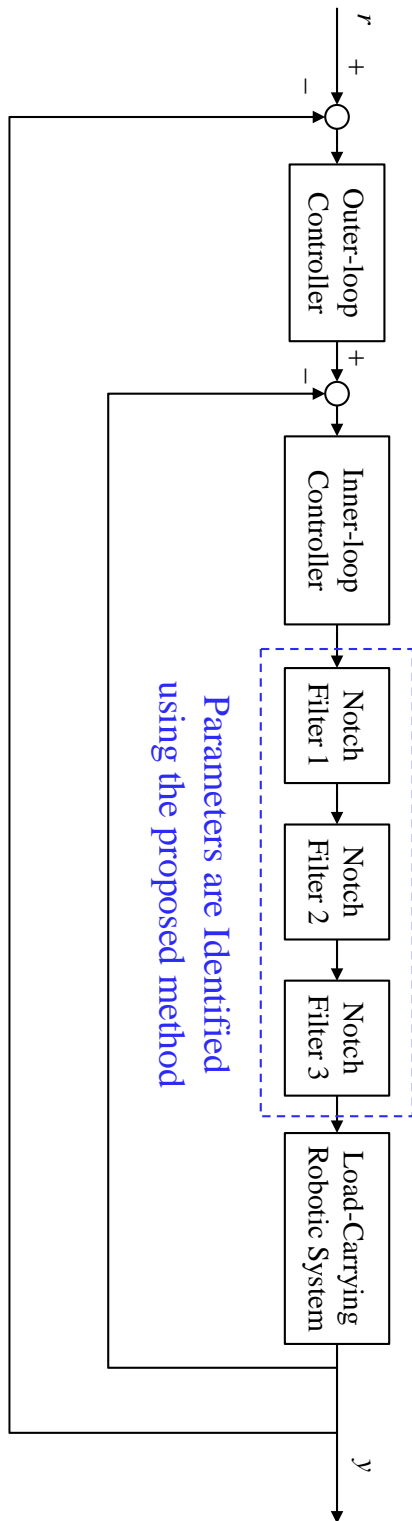


그림 1.1 본 논문에서 다루고 있는 cascade control structure

1.2. 연구의 의의

본 논문은 산업용 서보 및 로봇 시스템에서 공진 억제를 위해 필요한 복수개의 노치 필터의 파라미터를 설정하는 방법을 개발하였다.

본 논문의 의의를 정리하면 다음과 같다.

- 비모수적 (nonparametric) 시스템 식별 방법인 FRF를 이용한 노치 필터 설정 방법을 제안하여 공진 억제를 위해 추가적인 시스템 모델이 필요하지 않음.
- 산업용 서보 및 로봇 시스템에서 발생하는 복수개의 공진을 FRF 및 PSO를 이용하여 자동으로 판단하고 억제할 수 있어 사용자의 편의성을 높일 수 있으며, 숙련된 전문가의 오랜 시간의 튜닝이 필요하지 않아 시간 및 비용을 절감할 수 있음.
- 제안하는 노치 필터 파라미터 설정 방법의 경우 노치 필터의 주파수 뿐만 아니라, 노치 깊이, Q인자 등 세부 파라미터를 설정할 수 있음.

1.3. 연구의 구성

본 논문의 구성은 아래와 같다. 제 2 장에서는 연구실에서 개발된 여러가지 공진 억제 방법을 포함한 공진 억제 방법의 전반 및 본 논문을 설명하기 위한 기초 지식에 대하여 설명한다. 제 3 장에서는 제안하는 FRF를 이용한 안정도 지표 설정 방법에 대하여 설명한다. 제 4 장에서는 cascade control 구조에서 FRF와 PSO를 이용하여 노치 필터 파라미터를 설정하기 위한 방법에 대하여 설명한다. 제 5 장에서는 제안된 방법을 이산 시간 슬라이딩 제어 방법 (Discrete-time Sliding Mode Control with Decoupled Disturbance Compensator, 이하 DSMC with DDC) 에서의 응용하기 위한 방법을 설명한다. 제 6 장에서는 산업용 벨트 드라이브 시스템에서 제안하는 노치 필터 파라미터 설정 방법을 적용한 실험 결과를 설명한다. 제 7 장에서는 결론 및 향후 연구방향에 대한 제시를 통해 본 논문을 마무리한다.

제 2 장. 연구의 구성

2.1. 산업용 서보 시스템

산업용 서보 시스템은 산업용 로봇, 산업용 로봇의 각 축을 구동하기 위한 서보 모터, 그리고 서보 모터를 제어하는 서보 드라이브로 구성된다. 참고로, 서보 드라이브 외에도 인버터, 소프트 스타터 [32]-[34] 등 모터를 기동할 수 있는 여러가지 장치들이 있으나, 응용 분야에 따라 다른 장치들이 사용되며, 서보 드라이브의 경우 다른 모터 기동 장치에 비해 고가이며 대신 정밀 제어에서 많이 사용된다. 그림 2.1은 산업용 서보 모터와 산업용 서보 드라이브의 예시이다. 서보 드라이브에서는 상위 모션 컨트롤러로부터 위치/속도 지령을 받고 서보 모터의 엔코더로부터 위치 피드백을 전달받아 서보 모터로 인가되는 전압/전류를 제어한다. 서보 모터에는 여러가지 부하들이 커플링 등의 결합 장치를 이용하여 연결될 수 있으며, 이는 반도체 장비와 같은 복잡한 장비들도 포함한다. 그림 2.2은 반도체 검사 장비, overhead hoist transport (OHT), 스크린 프린터 장비로, 서보 모터 및 드라이브가 적용되고 있는 장비들의 예시들이다.

최근에는 복잡한 부하에서도 높은 제어 성능이 요구되어, 높은 계인을 필요로 하며, 이 경우 시스템에서는 오버슈트, 제어 입력 포화 등 많은 이슈들이 발생할 수 있다. 서보 드라이브가 가져야 할 요구조건은 아래와 같다.

- 빠른 응답성 (fast response): 고성능 장비의 경우 수십 ms 이내의

위치 도달 시간을 요하여 이를 위해서는 높은 제어 대역폭 (bandwidth), 따라서 높은 게인 설정이 필요하다.

- 안정적인 구동 (stable operation): 실제 로봇을 구동하기 위한 제어 기인 서보 드라이브가 모터 제어시 불안정 (unstable)한 상황이 발생하게 되면 산업 현장의 장비, 심지어는 사람에게도 큰 피해를 줄 수 있으므로 무조건 피해야 되는 요소이다. 따라서 제어 입력 포화, 공진 같은 불안정성을 줄 수 있는 요소들을 대응할 필요가 있다.

- 여러 부하에의 대응 (adaptability): 서보 드라이브는 그 특성상 여러 로봇에 사용될 수 있기 때문에 여러가지 부하들에 대응할 수 있어야 한다. 위뿐만 아니라 경우에 따라 낮은 가격과 신뢰성 (reliability) 등 응용 분야에 따라 추가적인 요소들이 요구될 수도 있다. 본 논문에서는 이런 여러 문제들 중 공진 억제 문제에 대하여 자세히 다룬다. 그림 2.3은 일반적인 서보 시스템의 블록선도이다. 서보 드라이브는 위치/속도 명령 (position/velocity command)를 상위에서 입력으로 받고, 위치/속도 피드백 (feedback)을 받아 위치/속도 제어기를 (controller)를 통해 전류 명령 (current command)를 생성한다. 그리고 내부의 전류 제어기 (current controller)의 경우 전류 센서 (current sensor)로부터 전류 신호를 피드백 받아 인버터 (inverter)에서 입력 받는 전압 명령 (voltage command)을 출력으로 내보낸다. 인버터에서는 입력 받은 전압을 통해 모터에 인가되는 3상 전압을 생성하여 모터에 토크가 인가되게 된다. 위치 센서로는 엔코더가 많이 사용되며, 엔코더에는 여러가지 종류가 있으나, 고정밀을 요하는 분야에서는 20 bit 이상의 분해능을 가

진 광학식 엔코더가 사용된다 [35].

모터 (motor)의 경우 여러가지가 사용될 수 있으나, 정밀 제어 분야에서는 영구자석을 이용한 영구자석 동기 전동기 (Permanent magnet Synchronous Motor, 이하 PMSM)가 많이 사용된다. PMSM은 크게 표면 부착형 PMSM (Surface Mounted PMSM, 이하 SMPMSM), 매입형 PMSM (Interior PMSM, 이하 IPMSM)로 나누어지며 여러가지 방식으로 제작이 된다. 본 논문에서는 모터의 위치/속도 제어기 단에서의 제어 방식에 대하여 주요하게 다루고 있으나, 논문의 완결성을 위하여 간단하게 전류 제어과정에 대하여 설명한다. 전류 제어에 관한 설명은 일반적으로 알려져 있는 방법을 기준으로, [36]와 [37]을 참고하여 설명한다. 그리고 모터는 SMPMSM을 기준으로 설명한다. 다른 구조의 PMSM의 경우도 비슷한 방식으로 모델링 및 제어가 가능하다. 먼저 고정자 (stator)에서 abc축의 전압 벡터 v_{abc} , 고정자 저항 matrix \mathbf{R}_s , abc축의 전류 벡터 i_{abc} , 그리고 abc축의 쇄교자속 (Magnetic Flux Linkage) 벡터 λ_{abc} 를 아래와 같이 정의한다.

$$v_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T, \quad (2)$$

$$i_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\lambda_{abc} = [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T, \quad (5)$$

PMSM의 고정자 abc축 회로의 전압 방정식은 아래와 같다.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt}. \quad (6)$$

위의 식을 d-q 변환을 이용하여 어떤 임의의 속도 ω 로 회전하는 회전 좌표계로 변환할 경우, dqn 축의 전압 방정식은 아래와 같다.

$$v_{ds}^\omega = R_s i_{ds}^\omega + \frac{d\lambda_{ds}^\omega}{dt} - \omega \lambda_{qs}^s, \quad (7)$$

$$v_{qs}^\omega = R_s i_{qs}^\omega + \frac{d\lambda_{qs}^\omega}{dt} + \omega \lambda_{ds}^s, \quad (8)$$

$$v_{ns}^\omega = R_s i_{qs}^\omega + \frac{d\lambda_{ns}^\omega}{dt}, \quad (9)$$

여기서 ω 는 속도 ω 로 회전하는 회전 좌표계 기준의 벡터임을 나타낸다. 보통 회전자의 속도 ω_m 기준으로 변환할 경우 시간에 따라 변하는 (time-varying) 인덕턴스 항이 제거되어 모델링이 용이하다. 회전자의 각속도 ω_m 로 회전하는 $d^r - q^r$ 좌표계로 변환할 경우 아래와 같은 식이 성립한다.

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_m \lambda_{qs}^r, \quad (10)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_m \lambda_{ds}^r, \quad (11)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f, \quad (12)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_{qs} i_{qs}^r, \quad (13)$$

여기서 L_{ds} 와 L_{qs} 는 각각 d축, q축에서의 인덕턴스이며, ϕ_f 는 영구자석에 의한 자속이다. 입력 전력을 계산하면 다음과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r). \quad (14)$$

이를 전개한 후 기계적 출력을 계산하면 아래와 같다.

$$P_{out} = \frac{3}{2} [\omega_m \phi_f i_{qs}^r + \omega_m (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r]. \quad (15)$$

이를 전동기의 회전자 속도 ω_m 와 rotor 자속 기준의 속도 ω_m 는 모터 극수 P 에 따라 아래의 관계를 가진다.

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_{rm}. \quad (16)$$

이를 이용하여 토크를 계산하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_m} = \frac{P}{2} \frac{3}{2} [\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r], \quad (17)$$

위의 식에서 첫번째 항은 영구자석에 의한 토크, 두번째 항은 d-q축의 인덕턴스 (혹은 릴럭턴스) 차이에 의한 토크로 보통 릴럭턴스 토크이다. SMPMSM의 경우 모터의 돌극성 (saliency)이 없으므로 d축과 q축의 인덕턴스가 같아 첫번째 항만 토크에 영향을 주게 된다. 또한, ϕ_f 는 일정한 값이므로 토크는 q축 전류에 비례하게 된다. 모터 마다 전류 제어 방법이 다르나 SMPMSM의 경우 보통 서보 드라이브에서는 d축 전류는 0으로 제어하고, q축 전류는 속도/위치 제어기로부터의 출력을 사용하여 위치/속도 제어를 수행한다.

서보 드라이브에서 제어기는 보통 디지털 신호 처리 유닛 (digital

signal processing unit, DSP)에서 구현이 된다. 보통 전류 제어기의 경우 10 ~ 40 kHz 수준의 샘플링 시간 (sampling time), 위치/속도 제어기의 경우 1~10 kHz 수준의 샘플링 시간으로 제어를 수행하며 보통 전류→속도→위치 제어 순서로 높은 제어 대역폭을 가지도록 제어기를 설계한다. 일반적으로 산업용 서보 드라이브에서는 비례-적분-미분 (PID)의 고전 제어 기반의 제어기가 구현 및 분석이 쉬워 실제 산업 현장에서 현재까지도 가장 많이 사용되고 있다 [38]-[41]. 그러나, 외란이나 모델링 되지 않은 다이내믹스 등에 취약한 단점이 있어, 여러 다른 방법의 제어기도 많이 개발되고 있다 [24], [42]-[48]. 그 중 하나로 슬라이딩 모드 제어기 [49], [50]가 있으며 본 연구실에서는 슬라이딩 모드를 기반으로 한 제어기를 기반으로 위치/속도 제어기를 설계하여 적용한 바가 있다. [51]-[55], [55]-[57] 해당 제어기에 대해서는 제 5 장에서 자세히 설명한다.



(a) 산업용 서보 모터



(b) 산업용 단축 서보 드라이브 (RS Automation 社의 CSD7 서보 드라이브)



(c) 산업용 다축 서보 드라이브 (RS Automation 社의 D8 서보 드라이브)

그림 2.1 산업용 서보 시스템의 구성 요소 (서보 모터 및 서보 드라이브)



(a) 반도체 테스트 장비 (SEMES 社)



(b) Overhead Hoist Transport (OHT) (SEMES 社)



(c) 스크린 프린터 (한화 정밀기계 社)

그림 2.2 여러가지 산업용 장비

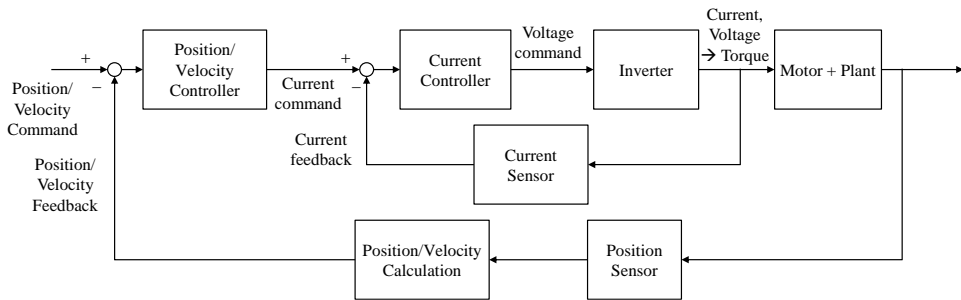


그림 2.3 일반적인 서보 시스템의 블록선도

2.2. FRF 측정 방법 및 여러가지 부하의 공진 특성

2.2.1. FRF 측정 방법

산업용 로봇들은 서보 모터에 여러가지 부하들이 체결되어 있는 구조로 구성된다. 기본적인 부하들로는 원판, 볼 스크류, 벨트 드라이브를 가 있으며 이들은 모터와 커플링 (coupling), 감속기 등의 여러 부속품으로 체결되어 있다. 이로 인하여 모터만 구동할 때와는 다른 여러 공진 극점 (resonant pole)들이 발생하고 높은 성능이 요구되지 않는 장비의 경우 계인을 크게 높일 필요가 없어서 공진 극점들이 안정도에 크게 영향을 주지 않으나, 높은 성능이 요구되어 높은 계인이 필요한 장비의 경우에는 공진 극점들이 계인을 높임에 따라 크게 이동하여 시스템을 불안정하게 할 수 있다. 보통 이러한 공진들은 높은 주파수 대역에 존재하여 모델링하기도 어려울 뿐만 아니라 장비의 구조에 따라 공진 특성이 다르기 때문에, 공진 억제를 위해서는 숙련된 전문가의 오랜 시간의 튜닝이 필요하다. 보통 시스템 특성 파악을 위해서는 FRF를 이용할 수 있다. FRF는 FRD (frequency response data)라고도 부르며 흔히 말하는 실험적인 Bode plot (experimental Bode plot)으로 여러 주파수에 대한 입력 대비 출력의 복소수 값으로 이루어진 측정 값이다. FRF는 사인 스위프 (sine sweep)이나 복수개의 사인이 섞인 멀티 사인 (multi-sine) 입력을 인가하여 쉽게 획득이 가능하다. 그림 2.4는 FRF 측정 환경을 나타낸 그림이다. 그림 2.4는 [58]의 그림을 서보 시스템 환경에 맞게 바꾸어 구성하였다. 여기서 „

는 FRF 측정을 위한 입력 신호 (input), n_p 는 플랜트 (plant)의 output에 존재하는 noise, y_1 은 플랜트에서 얻은 출력 신호 (output), y_{AA} 는 안티에일리어싱 (anti-alias) 필터를 통과한 출력 신호이며, $U(k)$ 와 $Y(k)$ 는 각각 입력 신호와 출력 신호의 FFT값을 의미한다. 이를 이용하여 플랜트의 FRF $\hat{P}(j\omega_k)$ 는 아래와 같이 계산된다.

$$\hat{P}(j\omega_k) := \hat{P}(k) = \frac{Y(k)}{U(k)}, \quad (18)$$

여기서 ω_k 는 k 번째 측정 주파수를 의미한다. 참고로, 실제 FRF 측정시에는 출력에 딜레이 혹은 노이즈가 영향을 줄 수 있다. FRF 측정 방식으로는 여러가지가 있으나, 본 논문에서는 [59]의 방법을 기준으로 설명한다. 그림 2.5은 산업용 서보 시스템에서의 sine-sweep을 통한 FRF 측정 환경이다. 여기서, r_k 는 위치 레퍼런스, v_k 는 FRF 입력 신호이며 u_k 와 y_k 를 이용하여 FRF를 계산한다. 위치 제어기는 FRF 입력 신호에 의해 부하가 크게 이동하는 것을 방지하기 위하여 낮은 제어 대역폭을 가지도록 설정하며, 위치 레퍼런스는 정지 신호, 즉 0을 인가한다. Algorithm 1은 서보 드라이브에서의 sine-sweep을 위한 입력 신호 생성 알고리즘이다. 해당 알고리즘에서는 최소 energy를 정의하고 최소 energy 만큼 input signal이 인가되었을 때까지의 같은 주파수의 sine을 인가하며, 주파수를 바꾸어 위의 과정 반복하여 FRF를 측정한다. 등 간격의 사인 입력 신호를 사용할 경우 k 번째 주파수의 입력 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$u_k(m) = A \sin(2\pi f_0 k T m), \quad (19)$$

여기서 f_0 는 입력 주파수 간격, A 는 입력 신호의 진폭, T 는 샘플링 시간, N 는 FRF 측정에 사용되는 주파수 개수, 그리고 m 은 sample number이다. 실험 시에는 f_0 는 8000/4096 (≈ 1.96) Hz, A 는 1 Ampere, T 는 125 ms, N 는 2047로 설정하였다. 그림 2.6과 그림 2.7은 각각 볼 스크류 부하와 벨트 드라이브 부하에서의 multi-sine을 이용한 FRF와 sine sweep 알고리즘인 Algorithm 1을 사용하여 얻은 FRF를 비교한 결과이다. 전반적인 개형은 크게 차이가 없으나, 저주파 대역에서 특히 정확도가 향상되고, 고주파 대역의 false peak가 사라지는 특성을 가진다. FRF 데이터를 이용하여 정밀하게 제어 파라미터를 설정하고자 할 시에는 시간이 다소 소요되더라도 sine-sweep 알고리즘을 이용한 FRF를 사용하는 것이 요구된다.

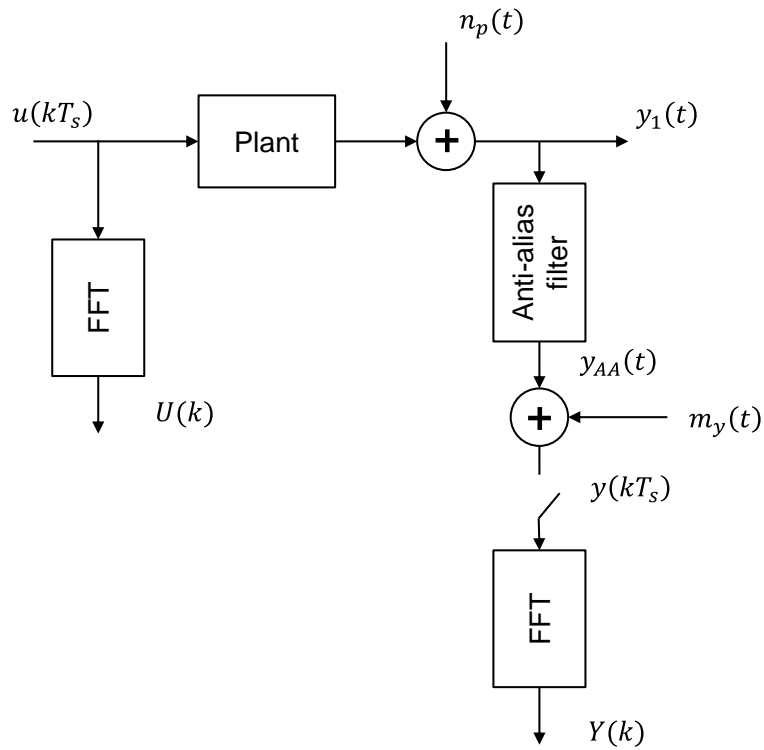


그림 2.4 FRF 측정 환경

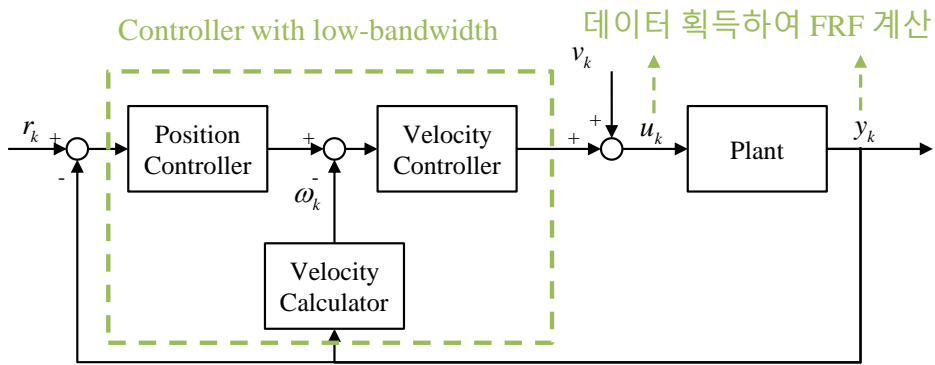


그림 2.5 서보 시스템에서의 sine-sweep 측정 환경

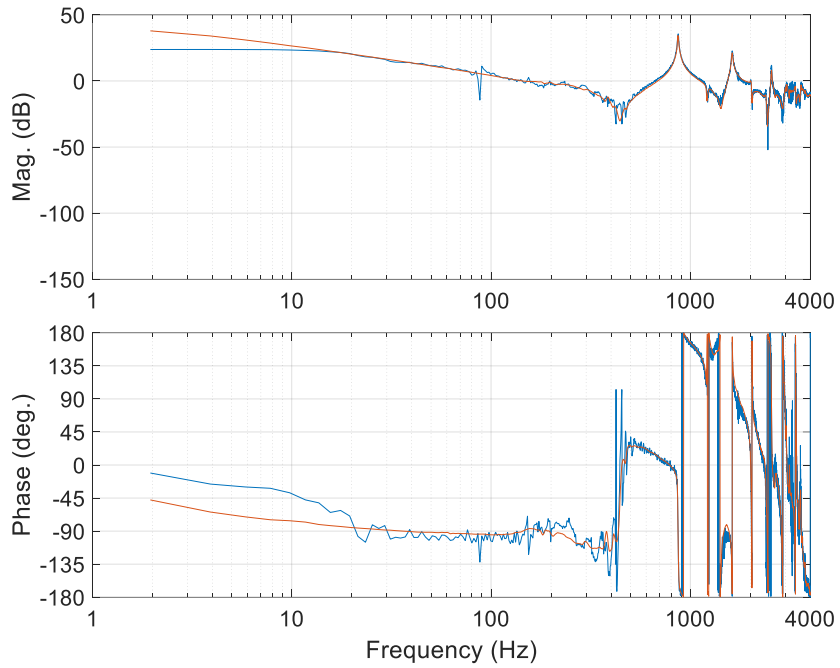


그림 2.6 볼 스크류 부하에서의 multi-sine (파랑)과 sine-sweep (주황)을 이용한 FRF 비교

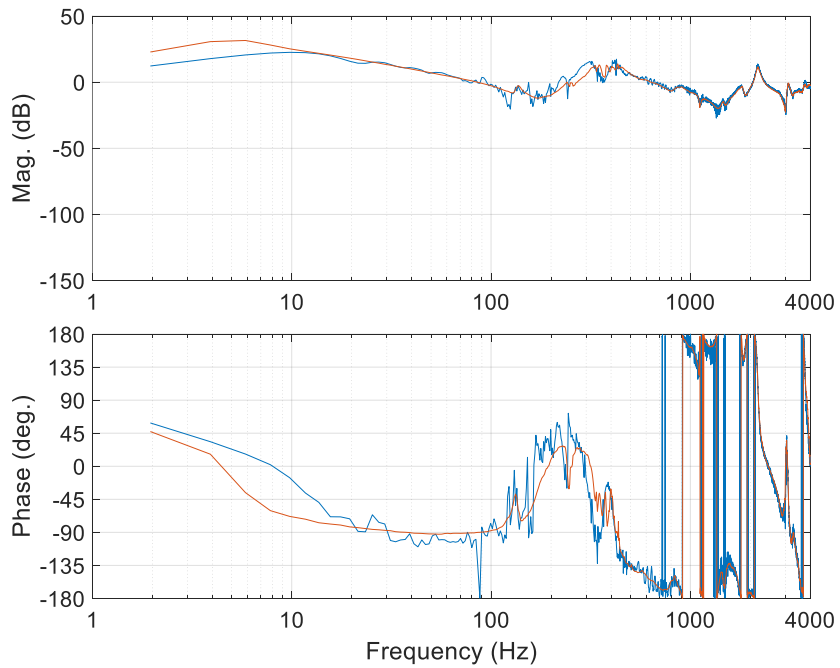


그림 2.7 벨트 드라이브 부하에서의 multi-sine (파랑)과 sine-sweep (주황)을 이용한 FRF 비교

Algorithm 1 Sine-Sweep Input Generation Algorithm

- 1: **Input:**
A set of input frequencies: $\mathbf{\Omega} = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m\}$
A set of input magnitude of each frequency:
 $\mathbf{A} = \{A_1, A_2, \dots, A_m\}$
The minimum energy of the input signal E_{\min}
The frequency index of the excitation signal $l = 1$
 - 2: **while** $l \leq m$ **do**
 - 3: $t = 0, U_l = 0, Y_l = 0$
 - 4: Generate sine-sweep input $v = A_l \sin \omega_l t$
 - 5: Update DFT of the input and output signal,
 calculate the magnitude of the input signal E_l
 - 6: If $E_l > E_{\min}$ for each period
 - 7: $l = l + 1$
 - 8: $t = t + 1$
 - 9: **end**
 - 10: **Output:** The frequency response function of the
 input and output.
 $\mathbf{U} = \{U_1, U_2, \dots, U_m\}$
 $\mathbf{Y} = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_m\}$
-

2.2.2. 여러가지 부하의 공진 특성

산업용 서보 시스템에는 원판, 볼 스크류, 벨트 드라이브 등 여러가지 부하들이 사용되며, 각각의 부하는 기계적 특성, 체결 구조, 관성 등 여러가지 특성에 따라 공진 특성이 달라진다.

그림 2.8은 산업용 원판 부하의 시스템 구성을 나타낸다. 원판 부하의 경우는 다른 부하에 비해 비교적 단순한 구성으로 그림 2.8과 같이 커플링으로 모터와 연결되어 있는 경우 거의 이질량계 (two-mass system)과 거의 유사한 특성을 가진다. 그림 2.9은 그림 2.8의 시스템의 주파수 응답 특성이다. 실험 부하에서는 약 520 Hz에 반공진점, 2,700 Hz에 공진점이 존재한다. 그 외에는 크게 두드러지는 공진점이 존재하지 않는다. 원판 부하의 공진 특성은 커플링의 특성에 따라 달라진다. 실험 부하는 비교적 높은 강성을 가지는 커플링으로 부착되어 있어 비교적 높은 주파수 대역에 공진이 존재한다.

그림 2.10은 산업용 볼 스크류 시스템의 구성이다. 서보 모터에 커플링으로 볼 스크류가 연결되어 있으며, 볼 스크류가 모터의 회전 운동을 직선 운동으로 만들어 볼 스크류에 부착된 무버 (mover)가 움직이게 된다. 직선운동시 마찰을 줄이기 위해 무버와 바닥면 사이에는 베어링이 존재한다. 볼 스크류 부하의 경우 원판 부하에 비해서는 복잡한 구성을 가지기 때문에 공진 특성도 복잡하다. 그림 2.11은 그림 2.10의 부하의 주파수 응답 특성이다. 볼 스크류 부하의 경우 부하 자체의 강성 (stiffness)이 높기 때문에 높은 주파수 대역에 공진이 존재한다. 실험 부하에서는 약 860, 1600, 그리고 2500 Hz 대역에

공진점이 존재한다. 볼 스크류와 같이 높은 주파수 대역에 공진이 존재하는 경우 노치 필터나 저역 통과 필터를 사용하여도 시스템의 제어 영역 부분의 낮은 주파수 대역에 크게 영향을 주지 않기 때문에 다른 부하에 비해 쉽게 공진 억제 가능하다.

그림 2.12, 그림 2.13, 그림 2.14, 그림 2.15은 산업용 벨트 드라이브 시스템의 구성이다. 벨트 드라이브의 경우 기본적으로 모터와 벨트 풀리 (belt pulley)가 커플링으로 연결되어 있으며, 벨트 풀리에 연결된 벨트에 무버가 부착되어 모터가 회전운동을 할 때 무버는 직선운동을 하게 된다. 그림 2.12의 경우 비교적 낮은 관성의 100 W 모터에 높은 관성의 부하가 부착된 구조이다. 그림 2.13는 400 W 모터에 관성비 24배의 벨트 부하가 부착되어 있는 구조이다. 그림 2.14도 그림 2.13와 비슷한 구조이지만 관성이 이보다 조금 더 낮은 11배의 벨트 부하가 부착되어 있는 구조이다. 그림 2.15는 다른 부하에 비해 비교적 특이한 구조로 두개의 벨트 풀리에 벨트가 추가적으로 맞물려 있는 구조이다. 이 경우 벨트 풀리 사이의 다이내믹스도 부하 특성에 영향을 주게 된다. 벨트 드라이브의 경우 벨트 자체의 강성이 낮아 낮은 주파수 대역에 공진이 존재한다. 또한, 위의 구성들과 같이 여러가지 구성을 가질 수 있으며, 부하 자체의 강성뿐만 아니라 벨트의 체결 구조 등 여러가지 요소의 영향을 받기 때문에 더 복잡한 공진 특성을 가진다. 그림 2.16는 그림 2.12 부하의 주파수 응답 특성이다. 해당 부하는 고관성이며, 다른 벨트 부하들에 비해서도 강성이 낮아 3200 Hz의 공진점 외에는 뚜렷한 공진 특성은 보이지 않는다. 다만

100 Hz 대역부터 일질량계 모델 (single-mass model)에 비해 전반적으로 주파수 응답이 높아 높은 성능을 위해서는 100 Hz 대역 이상의 높은 응답을 전반적으로 억제하는 필터의 설정이 필요하다. 그림 2.17 는 그림 2.13의 부하의 주파수 응답 특성이다. 마찰이 비교적 크기 때문에 20 Hz까지도 -20dB/dec 의 기울기로 떨어지지 않는 주파수 응답을 가지며, 500과 700 Hz 대역에 공진점들이 존재한다. 그림 2.18은 그림 2.14 시스템의 주파수 응답 특성이다. 약 300 Hz 및 2200 Hz에 낮은 댐핑을 가지는 공진들이 존재한다. 그림 2.19은 그림 2.15 부하의 주파수 응답 특성이다. 이중 벨트 구조의 특성으로 100 Hz에서 200 Hz 사이, 500 Hz에서 700 Hz 사이의 큰 두개의 반공진점과 공진점이 존재한다. 위의 여러가지 벨트 부하들의 특성에서 볼 수 있듯이 벨트 드라이브의 경우 낮은 주파수 대역에 복수개의 공진이 존재한다. 또한, 무버의 위치에 따라서도 공진 특성이 달라지는 부하들도 존재한다. (제 6 장 참고) 이와 같은 특성 때문에 벨트 부하의 경우 어디를 기준으로 공진을 억제해야 할 지의 판단이 어려울 뿐만 아니라 적합한 공진 억제를 위한 파라미터를 설정하기도 어려운 부하 중의 하나이다.



그림 2.8 산업용 원판 부하 시스템 구성

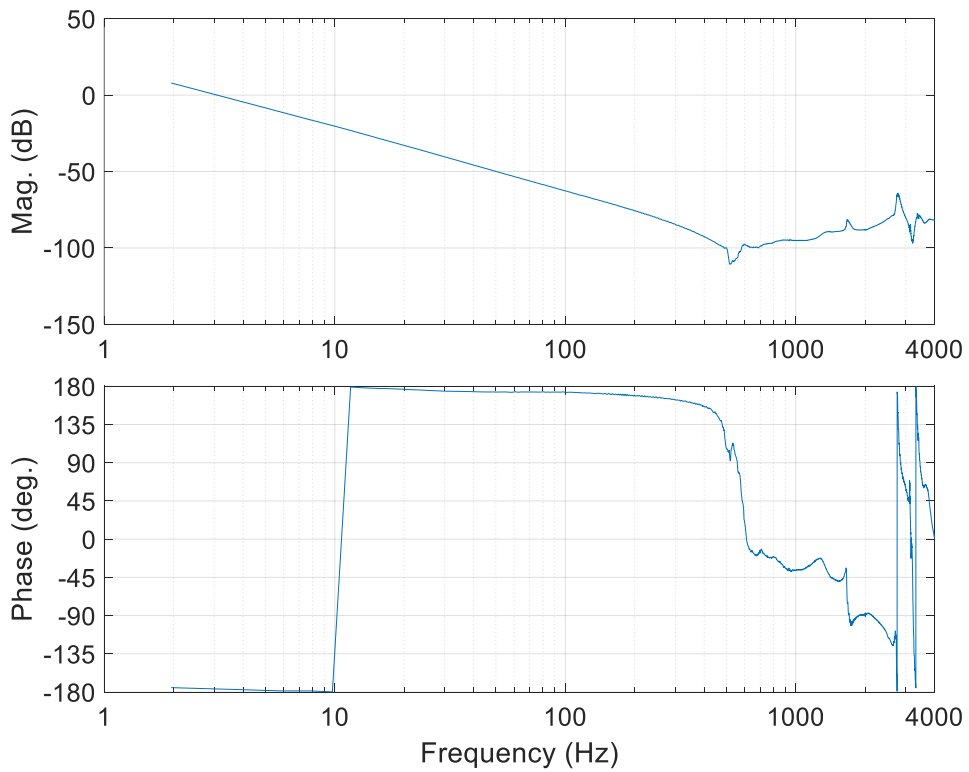


그림 2.9 산업용 원판 부하 시스템의 주파수 응답 특성

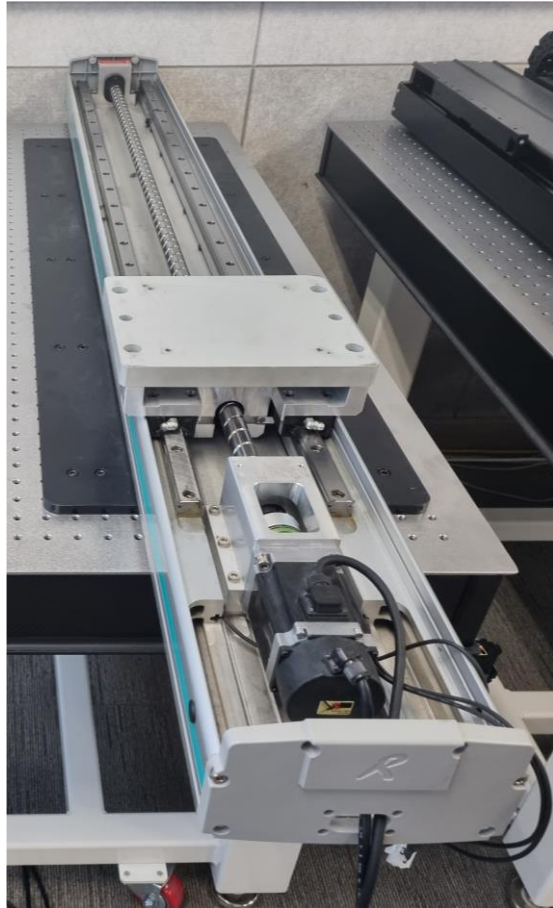


그림 2.10 산업용 볼 스크류 시스템 구성

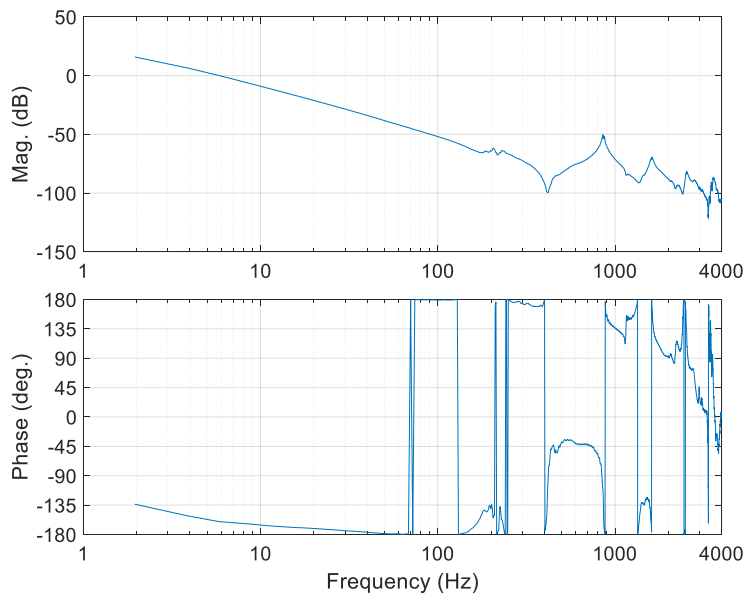


그림 2.11 산업용 볼 스크류 시스템의 주파수 응답 특성

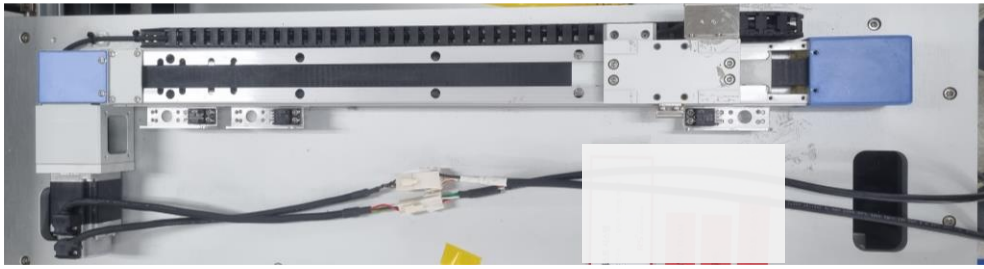


그림 2.12 산업용 벨트 드라이브 시스템 (100 W 모터 및 관성비 80배 부하) 구성

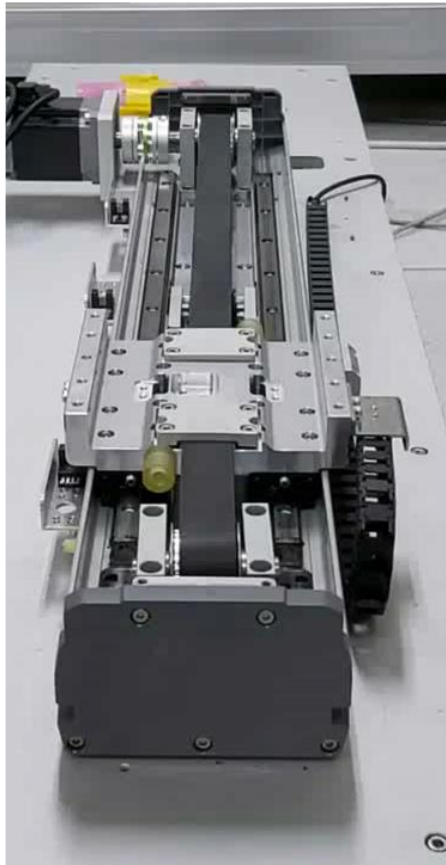


그림 2.13 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하) 구성

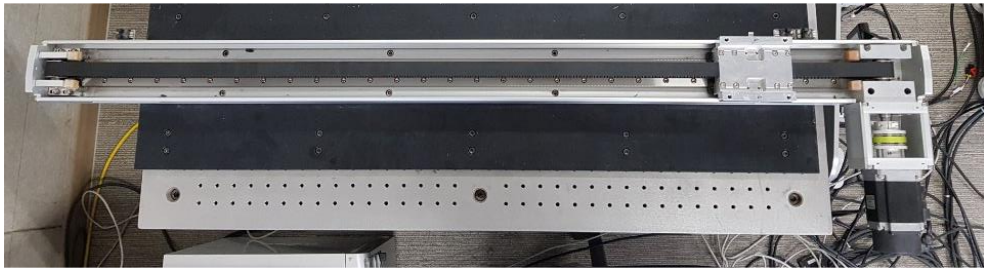


그림 2.14 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 11배 부하) 구성

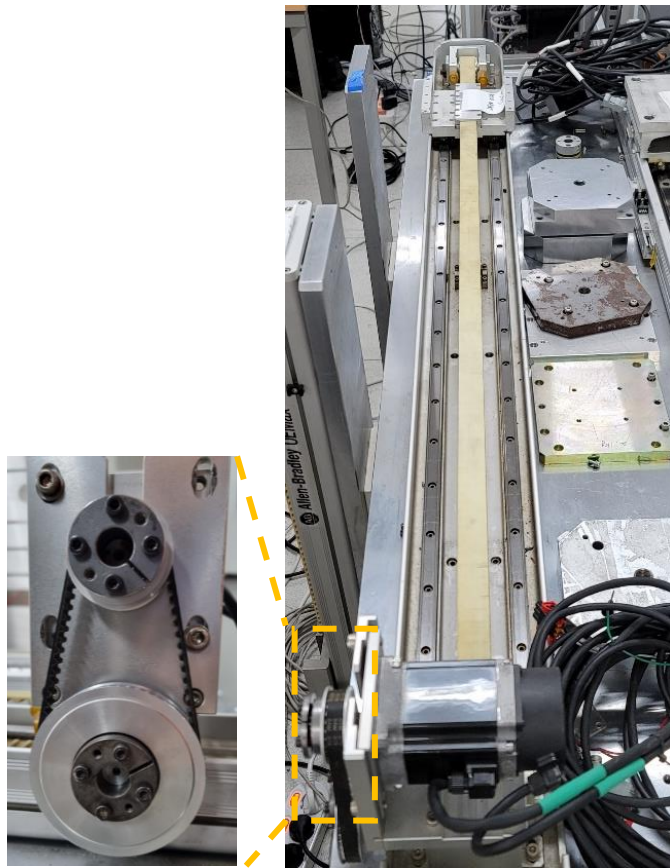


그림 2.15 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 10.5배 부하, 이중 벨트 시스템) 구성

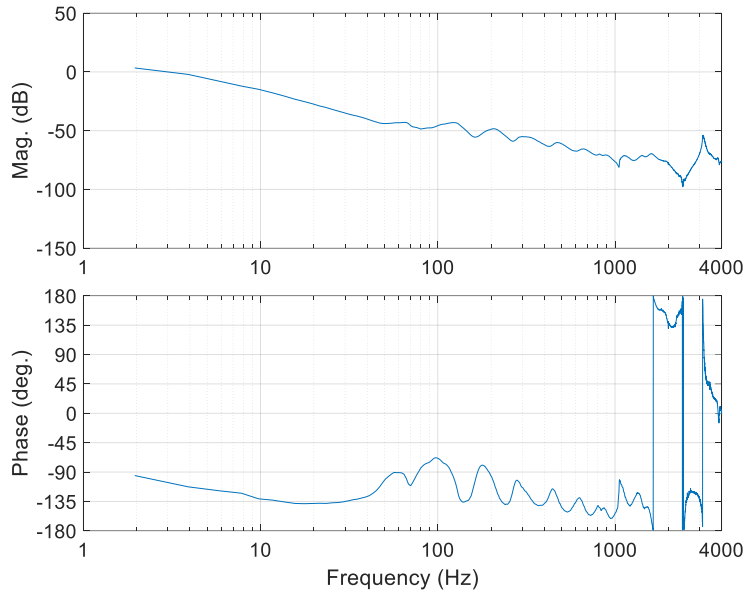


그림 2.16 산업용 벨트 드라이브 시스템 (100 W 모터 및 관성비 80배 부하)의 주파수 응답 특성

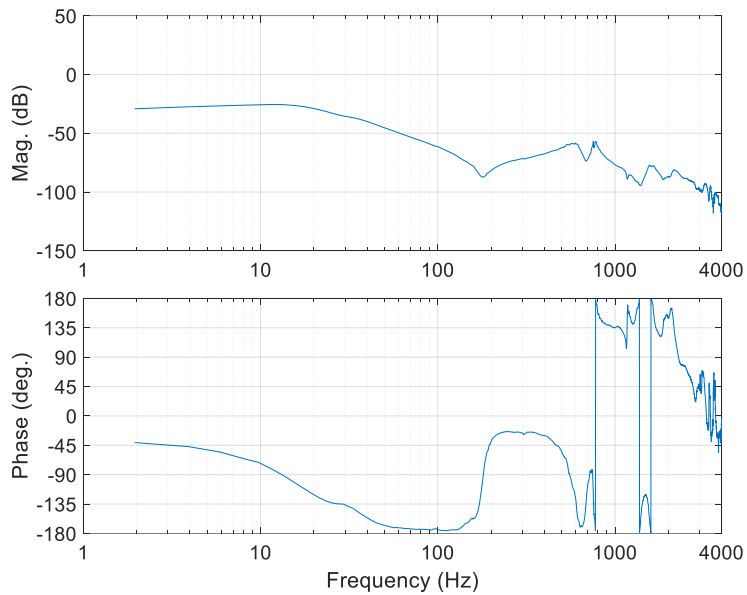


그림 2.17 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하)의 주파수 응답 특성

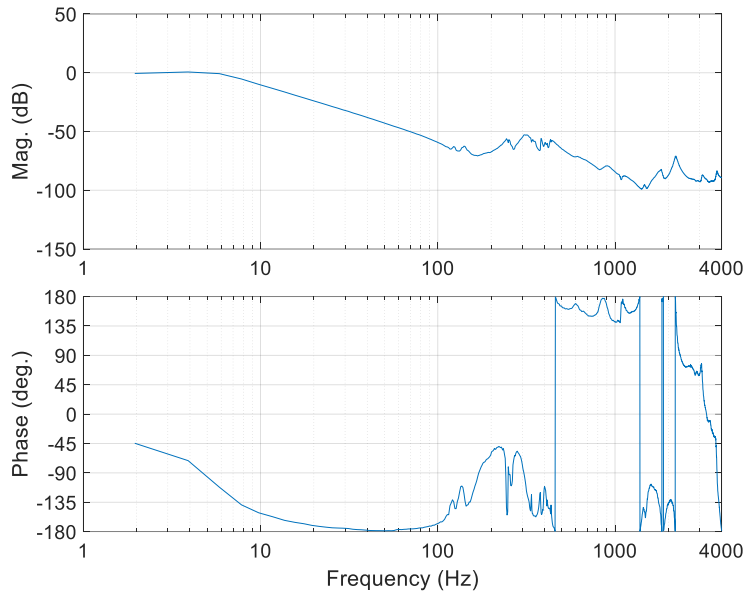


그림 2.18 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 24배 부하)의 주파수 응답 특성

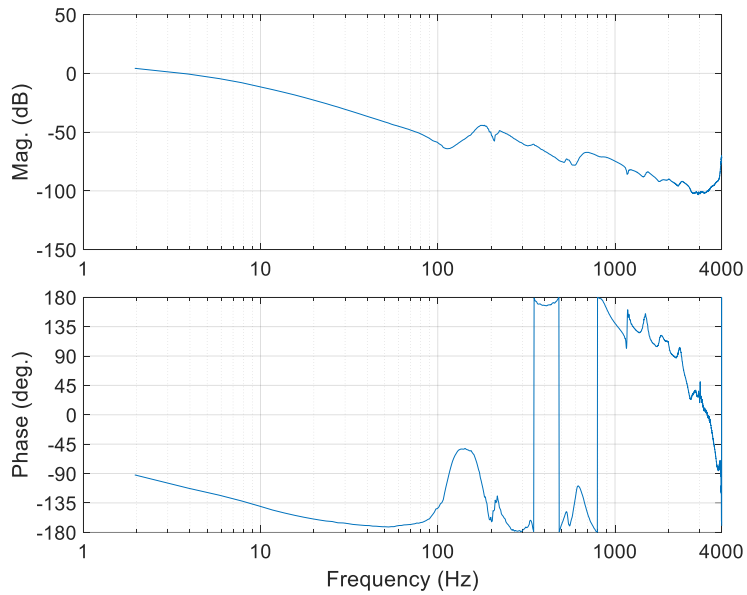


그림 2.19 산업용 벨트 드라이브 시스템 (400 W 모터 및 관성비 10.5배 부하, 이중 벨트 시스템)의 주파수 응답 특성

2.3. 디지털 시스템에서의 제어기 및 필터의 이산화 과정

산업용 서보 시스템의 제어기 및 필터들은 2.1에서의 설명과 같이 보통 디지털 신호처리 유닛에서 디지털 시스템으로 구현된다. 그러나, 제어기 및 필터의 설계 및 분석은 이산시간에 비해 연속 시간에서 진행되기 때문에 이를 디지털 시스템으로 구현하기 위해서는 이산화 (discretization) 과정이 필요하다. 라플라스 연산자 (Laplace operator) s 와 Z 변환 (Z -transform)의 연산자 z 의 관계는 다음과 같다.

$$s = \frac{1}{T} \ln(z). \quad (20)$$

이 경우 z 는 무한 차수를 가지기 때문에 실제로 구현될 수가 없다. 따라서, 이를 테일러 시리즈의 1차, 2차로 근사한 방법들이 많이 쓰인다. 이산화를 위해 많이 쓰이는 방법으로는 전방 오일러 방법 (forward Euler method)와 쌍선형 변환 (bilinear transform)이 있다. 전방 오일러 방법의 식은 다음과 같다.

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T}. \quad (21)$$

전방 오일러 방법의 경우 구현에 샘플 수가 적어 반응성은 빠르나, 나이퀴스트 주파수에 가까워질수록 크기 및 위상 오차가 커지는 단점이 있다. 따라서 보통 낮은 주파수 대역의 반응성이 중요한 제어기를 이산화 하는데 사용한다. 쌍선형 변환의 식은 다음과 같다.

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right). \quad (22)$$

이산화를 진행하는 경우 근사화에 의해서 목표 주파수에서 응답이 연속시간에서와 차이가 나게 된다. 이를 주파수 워핑 (frequency warping)이라고 하며 이를 보상하기 위해 필터 설계시에는 주파수 워핑을 고려하여 주파수 사전 워핑 (frequency pre-warping)을 하고 사전 워핑을 한 주파수를 기준으로 연속시간의 필터를 설계하여 이산화한다. 주파수 사전 워핑 주파수 ω_b 는 아래 같이 계산된다.

$$\omega_b = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{T}{2} \omega_d\right), \quad (23)$$

여기서 ω_d 는 목표 주파수이다. 서보 시스템에서 저역/고역 통과 필터나 노치 필터 등의 필터 구조의 경우 목표 주파수 근처에서 연속 시간에서의 응답에 가까운 이산화가 요구되어 쌍선형 변환이 많이 사용된다. 본 논문에서의 필터 설계 시에도 식 (22)과 (23)을 사용하여 이산화를 진행하였다. 쌍선형 변환을 미분을 위해 사용할 경우에는 쌍선형 변환의 극점이 $z = -1$ 에 존재하여 초기값에 의해 감쇄되지 않는 진동이 발생할 수가 있다. 이를 위해 수정 쌍선형 변환 (modified bilinear transform)이 사용되며 식은 다음과 같다.

$$s = \frac{1+\alpha}{T} \left(\frac{z-1}{z+\alpha} \right), \quad (24)$$

여기서 $0 < \alpha \leq 1$ 은 설계 파라미터이며, α 가 1일 경우에는 쌍선형 변환과 같다. α 가 0에 가까울수록 감쇄율이 빠르나 이산화의 정확도가 떨어지게 된다. 이산화는 위의 수정 쌍선형 변환을 포함하여 이의 여러 필터 구조 적용 등 여러 방면에서 연구가 진행되었다. 상세 설명은

[13], [60], [61] 논문들을 참고할 수 있다.

2.4. 여러가지 공진 억제 방법

산업용 서보 시스템에서는 여러가지 공진 억제 방법이 있다. 본 장에서는 그 중 많이 쓰이는 방법들에 대하여 설명한다. 크게 저역 통과 필터, 노치 필터, 외란 관측기의 Q 필터 변경, 그리고 연구실에서 개발된 적응 노치 필터 내용을 설명한다.

먼저, 저역 통과 필터의 경우 설정 주파수 이상의 주파수 대역의 신호를 감쇄시키는 특성을 가진다. 공진 억제를 위해서는 고주파 대역의 높은 감쇄율이 필요하므로 1차 구조 보다는 2차 이상의 구조를 사용한다. 대표적인 구조인 2차 저역 통과 필터의 전달함수는 아래와 같다.

$$H_{\text{LPF}}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (25)$$

여기서 ω_n 은 설정 또는 차단 주파수 (cut-off frequency), ζ 는 댐핑 상수이다. 아래 그림은 저역 통과 필터의 주파수 응답이다. 식 (25)에서 ω_n 는 2000 Hz, ζ 는 0.707로 설정하였다. 저역 통과 필터는 서보 시스템에서 수천 Hz 대역의 공진 감쇄에는 효과적이거나 그 보다 낮은 주파수의 공진을 대응하기 위해서는 차단 주파수를 낮추어야 하며, 이 경우 비교적 위상 감소량이 크게 존재하여 시스템의 response에 영향을 주거나, 시스템의 게인이 높을 경우 안정도를 깨뜨릴 수 있다.

두 번째로, 노치 필터의 경우 설정 주파수 부근의 주파수를

차단하고 나머지는 통과시키는 특성을 가진 필터이다. 해당 특성으로 인해 저역 통과 필터에 비해서는 공진 극점을 상쇄하는 등의 적극적인 공진 억제할 수 있다. 실제 산업용 서보 드라이브에서도 보통 3개에서 5개 사이의 노치 필터를 사용할 수 있도록 구성 되어있다. 노치 필터도 여러가지 구조가 있으나 많이 쓰이는 구조인 bi-quad 형태의 노치 필터의 전달 함수 $H_{NF}(s)$ 는 식 (1)과 같다. 노치 필터에서는 노치 주파수 (notch frequency), 노치 Q 인자 (Q-factor), 노치 깊이 (depth)의 3가지 튜닝 파라미터를 가진다. 그림 2.21은 여러 노치 필터 파라미터에 대한 주파수 응답이다. 노치 Q 인자가 작아질수록 주파수 차단 범위가 늘어나며, 노치 깊이가 커질수록 주파수를 더 크게 억제한다. 노치 필터는 저역 통과 필터에 비해서는 설정 주파수 외의 주파수 대역의 응답을 크게 바꾸지 않으나 실제 산업용 서보 시스템에서는 공진 억제를 위해 복수개의 노치 필터가 사용되며, 이들이 중첩될 경우 설정 주파수 외의 주파수 대역에서 위상 여유가 줄어들어 안정도를 깨뜨릴 수도 있다. 따라서, 적절한 노치 필터 파라미터의 설정이 필요하다. 본 논문에서는 적절한 노치 필터 파라미터 설정을 위한 방법을 다음 장부터 상세히 서술한다.

세 번째로 외란 관측기 (disturbance observer)의 Q 필터 변경을 통해서도 일부 공진 억제효과를 볼 수 있다. 외란 관측기의 경우 피드백 신호를 공칭 (nominal) 플랜트의 역모델과 실제 플랜트로 들어가는 제어 입력의 차이를 계산하고 이를 시스템 안정도를 보장하기 위해 저역 통과 필터 구조인 Q 필터를 통과시켜 이용하여 외란을 억제하는

방법이다 [62]–[64]. 보통 공진은 모델링하기가 쉽지 않기 때문에 공진 주파수 대역에서는 모델 오차가 커지며 이에 따라 외란 관측기가 오히려 시스템의 안정도를 깨뜨리는 역할을 할 수 있다 [65]. 따라서 해당 주파수 대역의 외란 관측기의 보상 효과를 Q 필터의 대역폭을 줄이거나, 차수를 늘리는 방법을 사용할 경우 시스템의 안정도를 향상시키는 결과를 얻을 수 있다 [66]. 그림 2.22은 Q 필터에 따른 시스템 안정도를 비교한 결과이다. 산업용 벨트 부하에서 실험을 진행하였으며, 2차 Q 필터는 버터워스 타입을 사용하였다. Q 필터의 차수를 높일 경우, 특히 100 Hz ~ 1000 Hz 주파수 대역에서 공진의 영향이 큰 벨트 부하의 경우 안정도가 향상되는 결과를 얻을 수 있다.

마지막으로 연구실에서 개발된 적응 노치 필터 (Adaptive Notch Filter, 이하 ANF) 방법 [12], [67] 에 대하여 간단히 설명한다. 적응 노치 필터는 크게 두 부분으로 구성되어 있다. 첫 번째는 주파수 추정기 (frequency estimator)를 이용하여 공진 주파수를 추정하는 부분이다. 두 번째는 추정된 공진 주파수에 노치 필터를 설정하는 부분이다. ANF의 경우 실시간 및 자동으로 공진 주파수를 추정하여 공진을 억제할 수 있기 때문에 실제 산업 현장에서도 많이 사용되고 있다. ANF의 주파수 추정 식은 다음과 같다 [12].

$$\ddot{x}(t) + 2\zeta\hat{\omega}(t)\dot{x}(t) + \hat{\omega}^2(t)x(t) = 2\zeta\hat{\omega}^2(t)u(t), \quad (26)$$

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = -\gamma \left(\sqrt{(\hat{\omega}(t)x(t))^2} - \sqrt{|x(t)\ddot{x}(t)|} \right), \quad (27)$$

여기서 $\hat{\omega}(t)$ 는 추정 주파수, ζ 는 주파수 추정기의 댐핑 상수, x 는 상태

변수, γ 는 계인 파라미터이다. 주파수 추정기는 Regalia로부터 이산시간 영역에서 개발된 구조 [68]를 기반으로 하여 [69]–[72]의 방법들을 포함하여 여러가지 방법들 여러가지 구조들이 개발되었다. 식 (26), (27)의 경우 주파수 추정 속도가 주파수에 비례하는 특성을 가져 다른 추정 식들에 비해 주파수에 따라 추정속도가 바뀌는 현상을 완화시킬 수 있다. 그림 2.24는 벨트 시스템에서의 적응 노치 필터를 이용한 공진 억제 과정이다. 주황 색 선은 적응 노치 필터에 의해 추정 주파수가 바뀌면서 적응을 하고 있는 시간을 나타낸다. 그림에서는 보통 수십 ms 안으로 전류 명령과 속도 피드백의 진동이 사라지며, 빠르게 공진억제가 가능하다. 이를 위해서는 적절한 주파수 추정 파라미터 설정이 필요하다. 또한, 공진을 판단하는 과정, 공진 억제 완료를 판단하는 과정 등 실제로는 여러가지 추가적인 알고리즘들이 필요하며, 이는 연구실과 협업하고 있는 RS Automation 社의 CSD7, D8 서보 드라이브에 적용되고 있다. 자세한 설명은 관련 특허 (KR 10-1708739, KR 10-1757267, KR 10-2483136)를 참고할 수 있으며, 본문에서 자세한 설명은 생략한다.

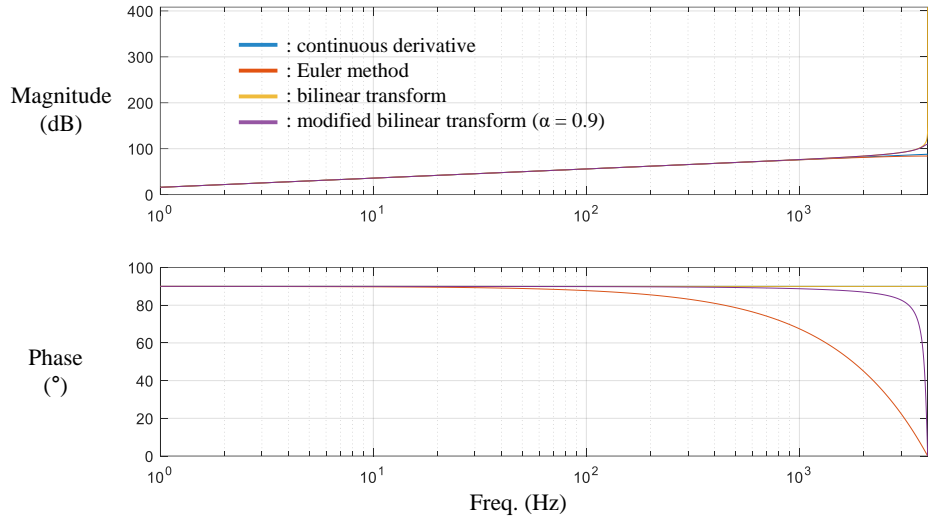


그림 2.20 여러가지 이산화 방법의 주파수 응답 비교 (8kHz sample)

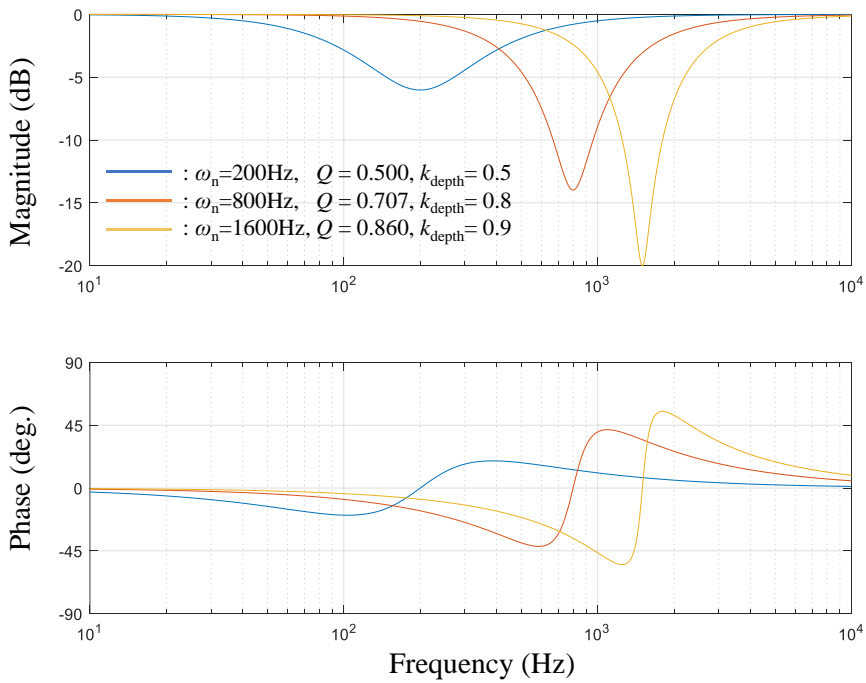


그림 2.21 여러 노치 필터 파라미터에 대한 주파수 응답

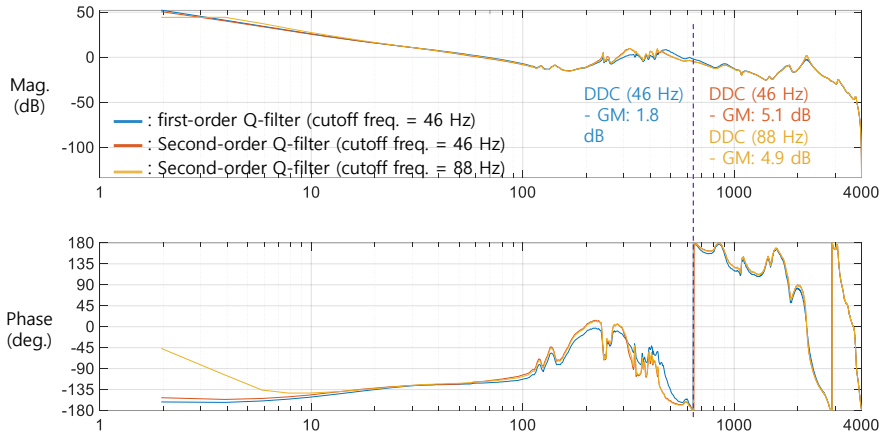


그림 2.22 Q 필터 변경에 따른 시스템 안정도 비교

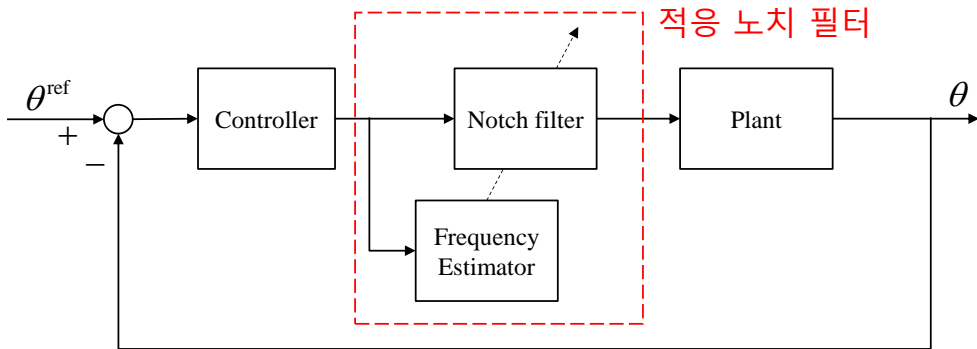


그림 2.23 적응 노치 필터의 블록 선도

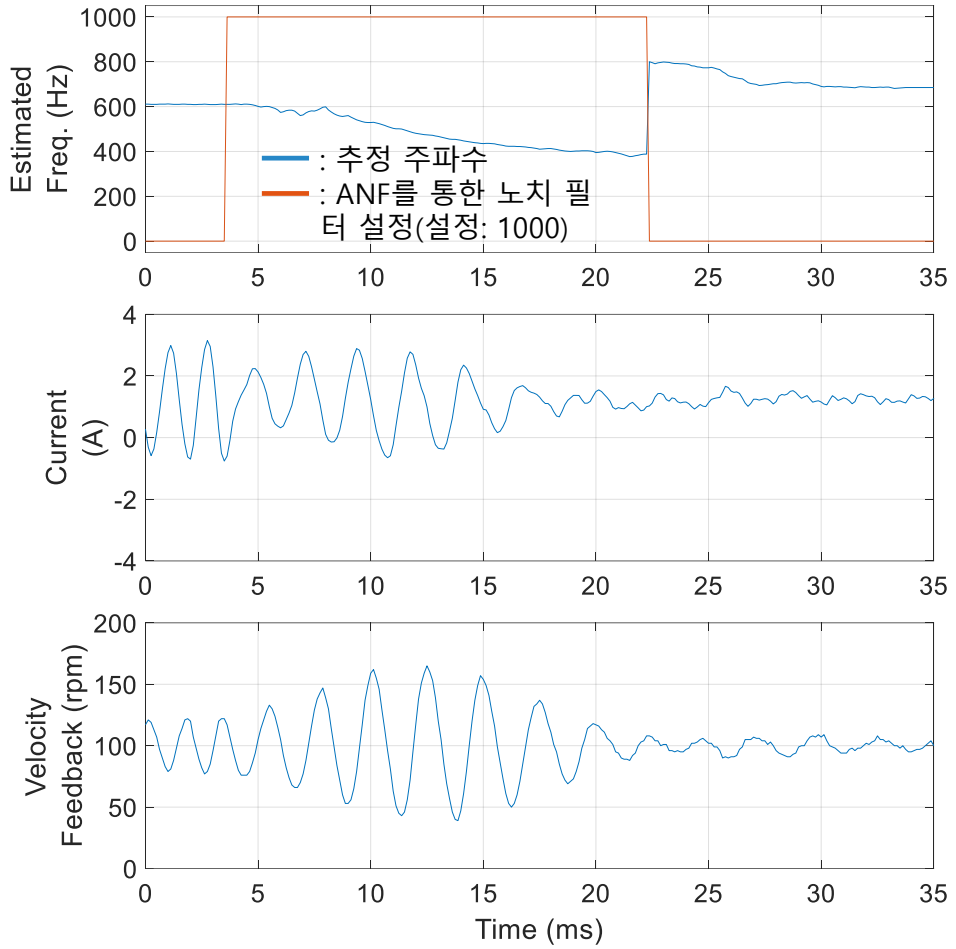


그림 2.24 적응 노치 필터를 이용한 공진 억제 과정

제 3 장. FRF를 이용한 안정도 지표 설정 방법

노치 필터 파라미터를 설정하기 위한 목적은 FRF의 불확실성이 있을 경우에도 시스템을 안정하게 만드는데 있다. 이 목적을 가지고 본 장에서는 새로운 안정도 지표를 제안한다. 다음의 표기법 (notation) 및 가정이 논문 전체에서 적용된다.

- m : the number of FRFs.
- N : the number of frequencies for each FRF.
- T : sampling time
- ω_k : the k th frequency of FRF.
- $\Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N\}$: a set of frequencies for measuring FRF.
- $\hat{z}(\omega_k) := \hat{z}_k$: a candidate FRF at frequency ω_k .
- $\hat{Z}(\Omega) = \{\hat{z}(\omega_1), \hat{z}(\omega_2), \dots, \hat{z}(\omega_N)\}$: a set of candidate FRFs from ω_1 to ω_N .
- σ_k : a radius of additive uncertainty of FRF at frequency ω_k without delay. i.e.
$$z_k = \hat{z}_k + \sigma_k \Delta, \quad \Delta \in \{a + jb \mid a^2 + b^2 \leq 1\}.$$
- $\Sigma(\Omega) = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N\}$: a set of radiuses of additive uncertainty of FRF from ω_1 to ω_N without delay.

- α_{\min} , α_{\max} : minimum/maximum delay

가정 1. All poles of plants and control blocks of the s-domain are in the LHP (left half-plane).

가정 2. When $\omega_k \leq \omega \leq \omega_{k+1}$, $z(\omega)$ satisfies the following constraints:

$$\min(|z_k|, |z_{k+1}|) < |z| < \max(|z_k|, |z_{k+1}|), \quad (28)$$

$$\min(\angle z_k, \angle z_{k+1}) < \angle z < \max(\angle z_k, \angle z_{k+1}). \quad (29)$$

가정 3. $|\angle z_{k+1} - \angle z_k| < \pi$.

가정 2와 3은 FRF를 획득할 때의 측정 주파수의 간격이 충분히 작아 ω_k 와 ω_{k+1} 사이의 FRF point가 z_k 와 z_{k+1} 로 만들어진 호 사이에 존재함을 의미한다. 그림 3.1은 ω_k 에서의 FRF point를 나타낸다. \hat{z}_k 는 빨간색 점으로 표현되었으며, 빨간 원은 delay가 없을 시 \hat{z}_k 가 존재할 수 있는 영역을 의미한다. Delay가 있을 경우에는 빨간 원이 $\omega_k \alpha^{\min} T$ 에서 $\omega_k \alpha^{\max} T$ 까지 이동할 수 있다. σ_k 와 σ_{k+1} 사이에서의 최소/최대 반지름 $\sigma_{k,k+1}^{\min}$ 과 $\sigma_{k,k+1}^{\max}$ 은 아래와 같이 계산된다.

$$\sigma_{k,k+1}^{\min} = \min(\sigma_k, \sigma_{k+1}), \quad (30)$$

$$\sigma_{k,k+1}^{\max} = \max(\sigma_k, \sigma_{k+1}). \quad (31)$$

최대/최소 각도 $\theta_{k,k+1}^{\min}$ 와 $\theta_{k,k+1}^{\max}$ 는 아래와 같이 계산된다.

$$\theta_{k,k+1}^{\min} = \min(\angle z_k, \angle z_{k+1}) + \alpha_{\min} \omega_{k+1} T, \quad (32)$$

$$\theta_{k,k+1}^{\max} = \max(\angle z_k, \angle z_{k+1}) + \alpha_{\max} \omega_{k+1} T. \quad (33)$$

그림 3.2은 Nyquist plot에서의 \hat{z}_k 과 \hat{z}_{k+1} 가 존재할 수 있는 영역을 나타낸다. 빨간 음영은 $\sigma_{k,k+1}^{\min}$ 의 반지름을 가진 원이 $\theta_{k,k+1}^{\min}$ 과 $\theta_{k,k+1}^{\max}$ 사이의 각도로 움직일 수 있는 영역을 근사한 것이며, 파란 음영은 $\sigma_{k,k+1}^{\max}$ 의 반지름을 가진 원이 $\theta_{k,k+1}^{\min}$ 에서 $\theta_{k,k+1}^{\max}$ 사이의 각도로 움직일 수 있는 영역을 근사한 것이다. Algorithm 2는 제안하는 안정도 지표를 계산하기 위한 순서를 보여준다. 먼저, 계산을 위해 개루프 FRF, 가산 불확실성 값, delay uncertainty 값 설정이 필요하다. Delay uncertainty 값은 시스템에서 얼마나 delay가 존재할 지에 대한 값으로 실제 디지털 시스템에서의 피드백 데이터 획득 과정 및 제어 입력 계산 과정에 따라 최대 0.5 ~ 1 sample의 예측하지 못하는 delay가 발생할 수 있다. 본 논문 실험 시에는 delay uncertainty 값을 1 sample로 설정하여 사용한다. 개루프 FRF는 $k=1$ 에서 $k=N-1$ 까지 안정도 지표 후보 (candidate stability index) f_k 가 FRF point \hat{z}_k 과 \hat{z}_{k+1} 로 계산된다. 안정도 지표는 f_1, f_2, \dots, f_{N-1} 중에서 가장 작은 값으로 계산된다. 3번째 줄의 파라미터를 계산하기 위한 식은 위의 식으로 존재하며, 4번째 줄에서 6번째 줄은 -180 도가 기하분포 상 $\theta_{k,k+1}^{\min}$ 과 $\theta_{k,k+1}^{\max}$ 사이에 존재하는 지를 계산하는 과정이다. 7번째 줄에서 안정도 지표 후보는 아래의 식으로 계산된다.

$$f_k = -\max(|\hat{z}_k|, |\hat{z}_{k+1}|) - \sigma_{k,k+1}^{\max} + 1. \quad (34)$$

9번째 줄에서 안정도 지표 후보는 아래와 같이 계산된다.

$$q_{k,k+1} = \underset{\omega}{\operatorname{argmin}} \left(\cos(\omega_{k,k+1}^{\min}), \cos(\omega_{k,k+1}^{\max}) \right), \quad (35)$$

$$p_{1k} = |\hat{z}_k| e^{jq_{k,k+1}}, \quad (36)$$

$$p_{2k} = |\hat{z}_{k+1}| e^{jq_{k,k+1}}, \quad (37)$$

$$f_{1k} = \begin{cases} |p_{1k} + 1| - \sigma_{k,k+1}^{\max} & , |p_{1k} + 1| > \sigma_{k,k+1}^{\max} \\ \operatorname{Re}(p_{1k}) - \sqrt{\sigma_{k,k+1}^{\max 2} - \operatorname{Im}(p_{1k})} + 1 & , \text{otherwise} \end{cases}, \quad (38)$$

$$f_{2k} = \begin{cases} |p_{2k} + 1| - \sigma_{k,k+1}^{\max} & , |p_{2k} + 1| > \sigma_{k,k+1}^{\max} \\ \operatorname{Re}(p_{2k}) - \sqrt{\sigma_{k,k+1}^{\max 2} - \operatorname{Im}(p_{2k})} + 1 & , \text{otherwise} \end{cases}, \quad (39)$$

$$f_k = \min(f_{1k}, f_{2k}). \quad (40)$$

그림 3.3은 식 (34), (38), 그리고 (39)을 설명하기 위한 개념도이다. 그림 3.3의 (a)는 식 (34)의 설명을 위한 개념도이다. 해당 상황은 FRF 존재 영역이 $y=0$ ($x<0$) 선을 가로지르는 상황이며, 노란 점으로 표시된 최소 포인트가 안정도 기표를 계산하기 위해 사용된다. 그림 3.3의 (b)는 식 (38)와 (39)의 첫번째 줄을 설명하기 위한 개념도이다. 그림 3.3의 (c)는 식 (38)와 (39)의 첫번째 줄을 설명하기 위한 개념도이다. 그림 3.3의 (b)와 (c)는 FRF 존재 영역이 $y=0$ ($x<0$) 선을 가로지르지 않는 상황이며 $-1+j0$ 와의 최소 거리가 안정도 지표 후보로 설정된다.

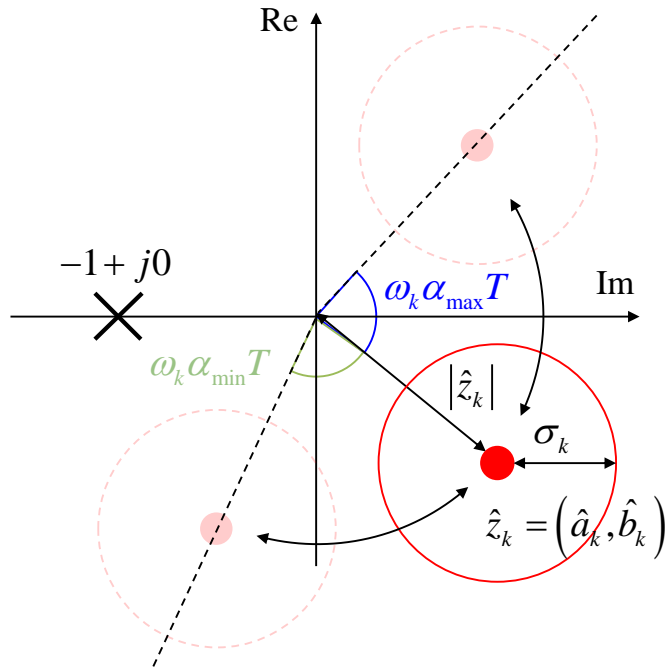


그림 3.1 가산 불확실성 및 시간 지연 불확실성이 있을 경우의 FRF 포인트.

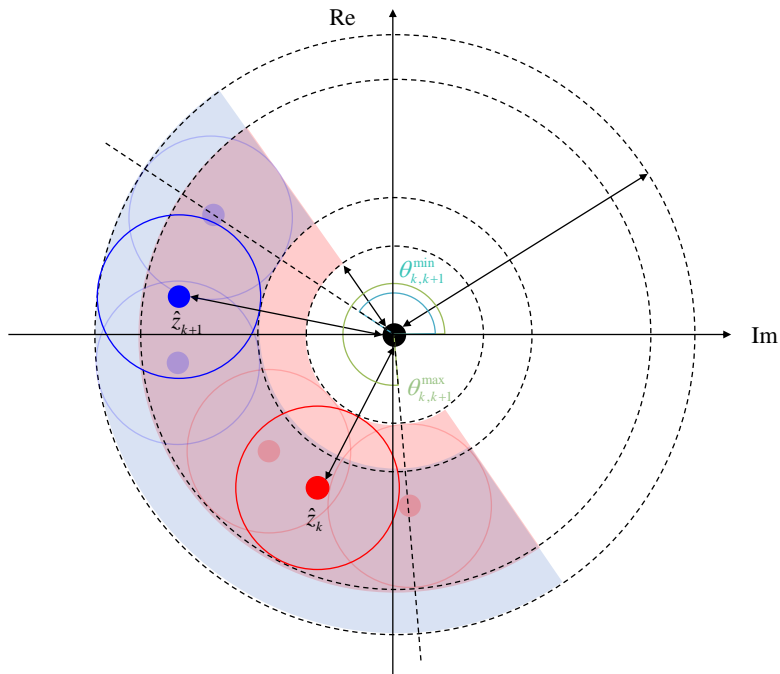


그림 3.2 나이퀴스트 선도에서의 ω_k 와 ω_{k+1} 사이의 FRF 포인트 \hat{z}_k 과 \hat{z}_{k+1} 가 존재할 수 있는 영역 표시.

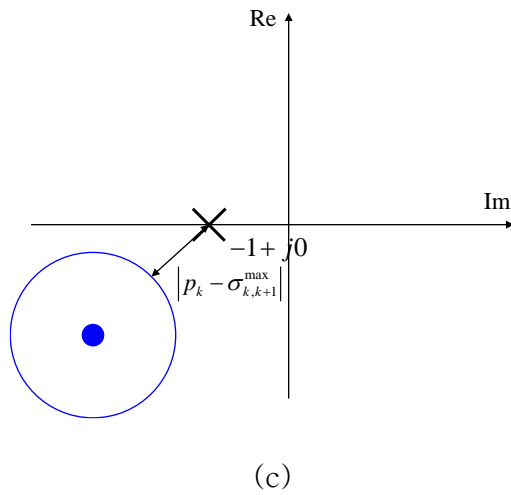
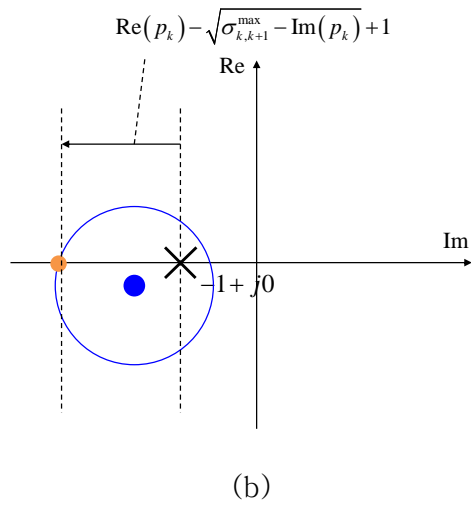
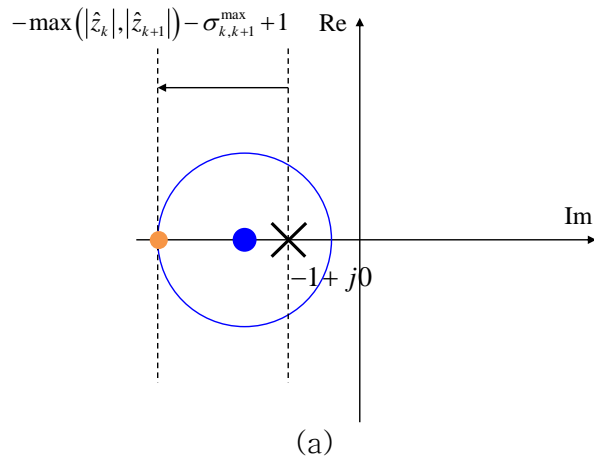


그림 3.3 식 (34), (38), and (39)를 설명하기 위한 개념도

Algorithm 2 Process of calculating the proposed stability index.

$$f_s(\hat{Z}(\Omega), \Sigma(\Omega), \alpha_{\min}, \alpha_{\max})$$

- 1: **Input:**
A set of FRFs : $\hat{Z}(\Omega) = \{\hat{z}(\omega_1), \hat{z}(\omega_2), \dots, \hat{z}(\omega_N)\}$
A set of multiplicative uncertainties: $\Sigma(\Omega) = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N\}$
A minimum and maximum delay α_{\min} and α_{\max}
 - 2: **For** $k = 1$ to $N-1$ **do**
 - 3: Calculate $\sigma_{k,k+1}^{\min}, \sigma_{k,k+1}^{\max}, \theta_{k,k+1}^{\min}$, and $\theta_{k,k+1}^{\max}$
 - 4: Calculate $\omega_{k,k+1}^{\min} = \text{mod}(\theta_{k,k+1}^{\min}, 2\pi)$
 - 5: Calculate $\omega_{k,k+1}^{\max} = \omega_{k,k+1}^{\min} + \theta_{k,k+1}^{\text{diff}}$
 - 6: **if** ($\omega_{k,k+1}^{\min} < \pi$ and $\omega_{k,k+1}^{\max} > \pi$) or ($\omega_{k,k+1}^{\min} < 3\pi$ and $\omega_{k,k+1}^{\max} > 3\pi$)
 - 7: f_k is calculated using (34).
 - 8: **else**
 - 9: f_k is calculated using the equations from (35) to (40).
 - 10: **end**
 - 11: **end**
 - 12: **Output:** $f = \min(f_1, f_2, \dots, f_{N-1})$
-

제 4 장. Cascade control structure에서 PSO 및 FRF를 사용한 노치 필터 파라미터 최적화 과정

4.1. Particle swarm optimization (PSO)

Particle swarm optimization (입자 군집 최적화, PSO)는 미리 설정된 어떤 함수를 이용하여 반복적으로 후보 해 (candidate solution)를 좋은 값을 가지도록 이동시켜 최적화하려는 파라미터를 업데이트하는 방식으로 계산 지능 (computational intelligence)의 카테고리에 속하는 전역 최적화 함수이다. PSO는 크게 두가지 요소로 구성되어 있다. 첫번째는 입자 (particle)이고, 두번째는 군집 (swarm)이다. 입자는 최적화 시 얻으려고 하는 해 (solution)의 후보를 의미한다. 그리고 군집은 입자들의 모임을 의미한다. PSO는 반복적으로 입자의 위치를 군집에서의 정보를 사용하여 계산되는 속도를 통해 업데이트 시키는 과정을 반복하여 최적해를 얻게 된다. $k+1$ 번째 반복 (iteration)의 i 번째 입자의 속도 v_{k+1}^i 은 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{v}_{k+1}^i = w\mathbf{v}_k^i + c_1r_1(\mathbf{x}_{pbest}^i - \mathbf{x}_k^i) + c_2r_2(\mathbf{x}_{gbest}^i - \mathbf{x}_k^i), \quad (41)$$

여기서 x_k^i 는 k 번째 반복에서의 i 번째 입자의 위치, x_{pbest}^i 는 k 번째 반복의 군집에서의 최적값, x_{gbest}^i 는 첫번째부터 k 번째 반복의 군집에서의 최적값이다. x_{pbest}^i 와 x_{gbest}^i 는 매 반복마다 업데이트된다. c_1 과 c_2 는 가속상수 (acceleration constant), r_1 와 r_2 는 0에서 1사이의 임의의 값이며, w 는 관성 상수 (inertia constant)이다. $k+1$ 번째

반복에서의 i 번째 입자는 식 (41)의 속도 식을 이용하여 아래와 같이 계산된다.

$$\mathbf{x}_{k+1}^i = \mathbf{x}_k^i + \mathbf{v}_{k+1}^i. \quad (42)$$

식 (41)과 (42)의 입자 위치와 속도 업데이트는 최대 반복 횟수까지 진행된다. 그 다음, 최대 반복 횟수 후 마지막에서 얻은 x_{gbest}^i 값이 최적값으로 설정되고 최적화 과정이 끝난다. PSO의 경우 다른 최적화 알고리즘에 비해서, 그리고 계산 지능 카테고리의 유전 알고리즘 (genetic algorithm) [73], [74]과 같은 다른 알고리즘 [75]에 비해서도 계산 및 업데이트 식이 단순하여 실제적인 적용에서 많이 사용되고 있다.

4.2. Cascade control structure에서의 FRF를 사용한 노치 필터 파라미터 최적화 과정

그림 4.1은 본 논문에서 고려된 cascade control system의 블록선도이다. $P(z) = P_0(z)(1 + \bar{\sigma}_1 \Delta)$, $\Delta \in \{a + jb \mid a^2 + b^2 \leq 1\}$ 는 반지름 $\bar{\sigma}_1$ 의 승법적 (multiplicative) 불확실성이 있을 경우에 대한 플랜트의 전달함수이다. 참고로, 윗줄 (overline) 표기법 $(\bar{\cdot})$ 은 승법적 불확실성에 대한 반지름을 표현하는 데 사용되었다. 즉, $\sigma_1 = |P_0(z)|\bar{\sigma}_1$ 을 의미한다. 내부 루프 (inner loop)의 개루프 (open-loop)와 폐루프 (closed-loop) 전달 함수 $L_i(z)$ 와 $T_i(z)$ 은 다음과 같다.

$$L_i(z) = G_i(z)P_0(z)(1 + \bar{\sigma}_1 \Delta)H(z), \quad (43)$$

$$T_i(z) = \frac{G_i(z)P_0(z)(1 + \bar{\sigma}_1 \Delta)}{1 + G_i(z)P_0(z)(1 + \bar{\sigma}_1 \Delta)H(z)}. \quad (44)$$

참고로, $G_i(z)$ 는 내부 루프의 제어기와 우리가 최적화하려는 노치 필터들을 포함한다. 외부 루프 (outer loop)의 개루프 전달 함수 $L_o(z)$ 는 아래와 같다.

$$L_o(z) = G_o(z)T_i(z). \quad (45)$$

본 논문에서 노치 필터 파라미터를 최적화하는 목적은 내부 루프를 안정화 하면서 외부 루프의 안정도를 최대화하는 것이다. 식 (43)의 내부 루프의 안정도는 제안된 안정도 지표 계산 방법을 통해 쉽게 판단이 가능하나 식 (45)의 외부 루프의 안정도는 승법적 불확실성 향이 분모와

분자 모두에 들어가 있어 간단한 식으로 판단하기가 어렵다. 아래의 보조 정리는 외부 루프의 불확실성의 bound를 정의한다.

보조정리 1. 어떤 페루프 시스템이 안정하고 플랜트에 반지름 $\bar{\sigma}_1$ 의 승법적 불확실성이 있을 경우, 즉 $P = P_o(1 + \bar{\sigma}_1\Delta)$ 일 경우, (44)의 페루프 전달 함수는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$T = \frac{GP}{1+GPH}(1 + \bar{\sigma}_2\Delta), \quad (46)$$

$$\bar{\sigma}_2 \leq \frac{|L|\bar{\sigma}_1^2}{|1+L|^2 - |L|^2\bar{\sigma}_1^2} + \frac{|1+L|\bar{\sigma}_1}{|1+L|^2 - |L|^2\bar{\sigma}_1^2}, \quad (47)$$

$$L = GPH. \quad (48)$$

증명:

페루프 전달함수는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$T_i = \frac{GP(1 + \bar{\sigma}_1\Delta)}{1+GP(1 + \bar{\sigma}_1\Delta)H} = \frac{GP}{1+GPH} \left(1 + \frac{\bar{\sigma}_1\Delta}{1+GPH + GPH\bar{\sigma}_1\Delta} \right). \quad (49)$$

괄호 안의 두번째 항은 아래와 같이 표현 가능하다.

$$\frac{\bar{\sigma}_1\Delta}{1+GPH + GPH\bar{\sigma}_1\Delta} = \frac{\bar{\sigma}_1\Delta}{1+L+L\bar{\sigma}_1\Delta} = T_5 \circ T_4 \circ T_3 \circ T_2 \circ T_1(\bar{\sigma}_1\Delta), \quad (50)$$

여기서 $T_1(z) = Lz$, $T_2(z) = (1+L) + z$, $T_3(z) = 1/z$, $T_4(z) = -(1+L)(L)^{-1}z$, 그리고 $T_5(z) = L^{-1} + z$ 이다. 각 T_1, T_2, \dots, T_5 는 linear fractional transformation이며, 이는 원에 대하여는 모양이 보존되는 매핑이기 때문에 $|L+1| > |L|\bar{\sigma}_1$ 조건을 만족할 경우 원을 원으로 매핑하게 된다. 그리고 위의 조건은 페루프가 안정하다고 가정하였기 때문에 보장된다. 그림 4.2

은 T_1, T_2, \dots , 그리고 T_5 매핑에 의해 $\bar{\sigma}_1\Delta$ 의 반지름을 가진 원의 중심과 반지름이 바뀌는 과정을 나타낸다. 원점에서의 최대 거리는 식 (51)를 이용하여 아래와 같이 계산된다.

$$\frac{|L|\bar{\sigma}_1^2}{|1+L|^2-|L|^2\bar{\sigma}_1^2} + \frac{|1+L|\bar{\sigma}_1}{|1+L|^2-|L|^2\bar{\sigma}_1^2}, \quad (52)$$

따라서 식 (47)을 만족하게 된다. ■

식 (47)에는 분모에 공통적으로 $|1+L|^2-|L|^2\bar{\sigma}_1^2$ 이 있다. 이는 내부 루프의 안정도를 나타내는 값으로, 해당 값이 작아질 수록 분모 값이 커져 외부 루프의 안정도 지표가 보수적(conservative)으로 바뀔 수 있다. 내부 루프의 안정도 여유가 없을 경우 외부 루프의 안정도도 보장할 수 없기에 실제 최적화 시에도 내부 루프의 안정도 여유를 크게 가져가는 것이 유리하며, 이를 식 (47)에서도 확인할 수 있다.

보조정리 1을 사용하여 외부 루프의 승법적 불확실성은 그림 4.3과 같이 표현할 수 있다.

$$T_{i,\text{approx}}(z) = \frac{G_i(z)P_o(z)}{1+G_i(z)P_o(z)H(z)}(1+\sigma_i\Delta), \quad (53)$$

$$\sigma_i = \frac{|L|\bar{\sigma}_1^2}{|1+L|^2-|L|^2\bar{\sigma}_1^2} + \frac{|1+L|\bar{\sigma}_1}{|1+L|^2-|L|^2\bar{\sigma}_1^2}, \quad (54)$$

$$L_{o,\text{approx}}(z) = G_o(z)T_{i,\text{approx}}(z). \quad (55)$$

제안하는 노치 필터 파라미터 최적화 과정은 세가지 step으로 구성된다.

Step 1. 여러 부하의 위치에서 여러 개의 플랜트의 FRF $\hat{P}_1(k)$, $\hat{P}_2(k)$,
 \dots , 그리고 $\hat{P}_m(k)$ 획득.

Step 2. $k=1,2,\dots,N$ 의 플랜트의 FRF를 이용하여 플랜트 FRF의 평균
 $\hat{P}_{\text{avg}}(k)$ 와 딜레이가 없는 상황에서의 가산 불확실성 σ_{pk} 계산

$$\hat{P}_{\text{avg}}(k) = \frac{1}{m} \sum_i \hat{P}_i(k), \quad (56)$$

$$\sigma_{pk} = \max_i (\hat{P}_i(k) - \hat{P}_{\text{avg}}(k)), \quad (57)$$

Step 3. Algorithm 3을 이용한 노치 필터 파라미터 설정.

Step 1은 여러 위치에서 플랜트의 FRF를 획득하는 과정이다. 특히 벨트 드라이브와 같이 위치에 따라 공진 특성이 변하는 경우에는 여러 위치에서 FRF를 획득하는 것이 바람직하다. 그리고, 측정 환경의 문제로 FRF의 정확도를 보장할 수 없을 경우에는 같은 위치에서도 여러 개의 FRF를 측정하는 것이 바람직하다. Step 2는 플랜트의 평균값과 가산 불확실성을 계산하는 과정이다. 가산 불확실성은 FRF의 평균값과 가장 거리가 먼 값을 사용하게 된다. Step 1~3에서 k 표기는 $z = e^{j\omega_k}$ 를 간략화하기 위해 사용하였다. 즉 $\hat{P}(k) := \hat{P}(e^{j\omega_k})$ 이다. 3번째 줄에서 ω_{ni} , Q_i , 그리고 k_{di} 는 각각 i 번째 노치 필터의 노치 주파수, Q인자, 그리고 깊이를 의미한다. $H_{NFi}(z)$ 는 i 번째 노치 필터의 전달 함수이며, 식 (1)을 따른다. 참고로, 노치 필터의 개수는 설계 파라미터이다. 노치 필터를 많이 사용할수록 노치 필터 파라미터의 search space가 넓어지며, 적절한 파라미터를 얻기 위해 더 많은 최적화 시간이 필요하다. 노치 필터의 개수

가 작을 경우 최적화에 걸리는 시간은 적으나, 알고리즘이 많은 공진이 있는 복잡한 시스템에는 잘 대응하지 못할 수 있다. 제 6 장의 실험 결과에서는 6.1장과 6.2장의 경우 노치 필터의 개수는 3으로 설정되었으며, 이 경우 본 논문의 벨트 드라이브 시스템과 같은 대부분의 케이스들은 대응할 수 있다. 그리고 6.3에서는 5개의 노치 필터 개수의 실험 결과도 제시한다. 보통 공진 특성이 복잡하지 않은 벨트 드라이브의 경우 노치 필터 3개 정도로 시스템을 안정하게 할 수 있으나 시스템에 따라 노치 필터가 4개 또는 5개가 필요한 시스템도 존재한다. Algorithm 3의 식들은 다음과 같다. 개루프 FRF의 가산 불확실성은 아래와 같이 계산된다.

$$\hat{L}_i(k) = G_i(k) \hat{P}(k) H_i(k), \quad (58)$$

$$\sigma_{ik} = |G_i(k) \sigma_{pk} H_i(k)|, \quad (59)$$

$$\bar{\sigma}_{pk} = \sigma_{pk} / |\hat{P}_{\text{avg}}(k)|, \quad (60)$$

$$\hat{L}_o(k) = G_o(k) \frac{G_i \hat{P}}{1 + G_i \hat{P} H}(k), \quad (61)$$

$$\bar{\sigma}_{ok} = \frac{|L| \bar{\sigma}_{pk}^2}{|1+L|^2 - |L|^2 \bar{\sigma}_{pk}^2} + \frac{|1+L| \bar{\sigma}_{pk}}{|1+L|^2 - |L|^2 \bar{\sigma}_{pk}^2}, \quad (62)$$

$$\sigma_{ok} = \bar{\sigma}_{ok} / |\hat{L}_o(k)|. \quad (63)$$

PSO를 이용하여 최대화하려는 적합도 함수 (fitness function)는 아래와 같이 정의된다.

$$f_{\text{fitness}} = f_s(\hat{L}_i, \sigma_i, \alpha_{\min}, \alpha_{\max}) + \lambda f_o(\hat{L}_o, \sigma_o, \alpha_{\min}, \alpha_{\max}), \quad (64)$$

여기서 $\lambda > 0$ 은 내부 루프와 외부 루프의 안정도의 적합도 함수로의 반영 정도를 정하는 튜닝 파라미터이며, 식 (64)의 두번째 항은 penalty function으로 작용한다. 튜닝 파라미터 λ 는 실험시에는 0.01 ~ 0.1 사이의 값으로 사용하였으며, outer-loop stability를 최대화하는 것이 목표이기에 작은 값으로 설정하되 시스템에 따라 적절한 파라미터 설정이 필요하다. 6.3장에서 튜닝 파라미터 λ 에 대한 추가 실험 결과를 제시한다.

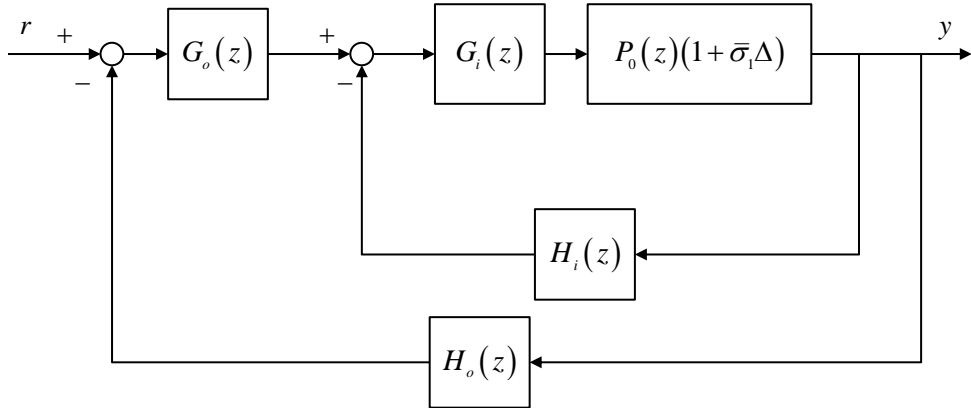


그림 4.1 본 논문에서 고려된 cascade control system의 블록선도

| | | |
|-------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|
| $\sigma_1\Delta$ | center: $0 + j0$ | radius: $ \sigma_1 $ |
| ① $T_1(z) = Lz$ | center: $0 + j0$ | radius: $L \sigma_1 $ |
| ② $T_2(z) = (1+L) + z$ | center: $1+L$ | radius: $L \sigma_1 $ |
| ③ $T_3(z) = \frac{1}{z}$ | center: $\frac{1}{ L ^2 \sigma_1 ^2 - 1+L ^2}(-\text{Re}(1+L) + j\text{Im}(1+L))$ | radius: $\frac{ L \sigma_1}{ 1+L ^2 - L ^2 \sigma_1 ^2}$ |
| ④ $T_4(z) = \left(-\frac{1+L}{L}\right)z$ | center: $-\frac{1+L}{L} \frac{1}{ L ^2 \sigma_1 ^2 - 1+L ^2}(-\text{Re}(1+L) + j\text{Im}(1+L))$ | radius: $\frac{ 1+L }{L} \frac{ L \sigma_1}{ 1+L ^2 - L ^2 \sigma_1 ^2}$ |
| ⑤ $T_5(z) = \frac{1}{L} + z$ | center: $\frac{1}{L} - \frac{1+L}{L} \frac{1}{ L ^2 \sigma_1 ^2 - 1+L ^2}(-\text{Re}(1+L) + j\text{Im}(1+L))$ $= \frac{1}{L} L ^2 \sigma_1^2 \frac{1}{ L ^2 \sigma_1 ^2 - 1+L ^2}$ | radius: $\frac{ 1+L }{L} \frac{ L \sigma_1}{ 1+L ^2 - L ^2 \sigma_1 ^2}$ |

그림 4.2 T_1, T_2, \dots , 그리고 T_5 매핑에 의해 $\sigma_1\Delta$ 의 반지름을 가진 원의 중심과 반지름이 바뀌는 과정

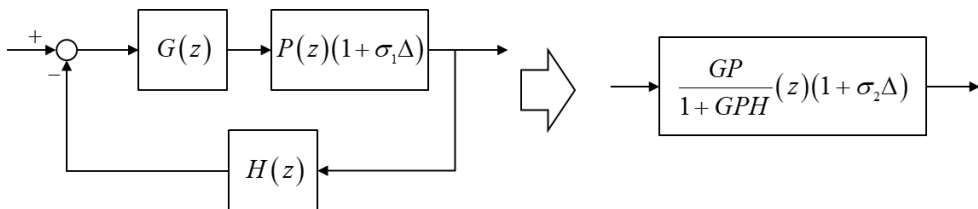


그림 4.3 페루프의 등가 승법적 불확실성 구성 과정

Algorithm 3 Proposed optimization process to identify notch-filter parameters using PSO.

- 1: **Parameters:**
 N_{iter} : the maximum number of iterations
 N_{NF} : the number of notch filters
Hyperparameters of PSO (the number of particles, c_1 , c_2 , w)

 - 2: **For** each iteration l of PSO **do**
 For each particle $\mathbf{x} = \{\omega_{n1}, Q_1, k_{d1}, \dots, \omega_{nN_{NF}}, Q_{nN_{NF}}, k_{dnN_{NF}}\}$ **do**
 - 3: Calculate $H_{NFs}(k) = \prod_i H_{NF_i}(k)$
 - 4: Calculate $\hat{L}_i(k)$ and σ_{ik} in (58) and (59)
 - 5: Calculate $\hat{L}_o(k)$ and $\sigma_o(k)$ in (61) and (62)
 - 6: Calculate $f_{fitness}$ in (64)
 - 7: PSO velocity and position update in (41) and (42)
 - 8: **end**
 - 9: Update \mathbf{x}'_{pbest} and \mathbf{x}'_{gbest}
 - 10: **end**
 - 11: **Output:** \mathbf{x}_{opt} which is $\mathbf{x}'_{gbest}^{N_{iter}}$
-

제 5 장. DSMC with DDC를 제어기로 사용하는 시스템에서의 제안하는 노치 필터 파라미터 설정 과정 적용

본 장에서는 본 논문에서 제안하는 노치 필터 파라미터 설정 과정의 적용으로 discrete-time sliding mode control with decoupled disturbance compensator (이하 DSMC with DDC)를 사용하는 서보 시스템에서의 적용 과정을 다룬다. 참고로, 본 장에서의 제어기는 하나의 예시일 뿐이며, cascade 비례 (P) / 비례-적분 (PI) 제어 또는 비례-미분 (PD) 및 외란 관측기를 사용하는 시스템에서도 제안하는 노치 필터 파라미터 설정 방법이 적용될 수 있다.

5.1. DSMC with DDC 구조

본 장은 DSMC with DDC 구조를 설명한다. 자세한 설명은 [51]을 참고할 수 있다. 이산 시간에서 매칭된 외란 (matched disturbance)를 가진 서보 시스템의 상태 공간 표현식 (state-space representation)은 다음과 같다.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}u_k + \mathbf{B}f_k, \quad (65)$$

여기서 $\mathbf{x}_k = [\theta_k^{\text{ref}} \ \omega_k^{\text{ref}}]^T$ 는 상태 벡터, $f_k \in \mathbb{R}$ 는 매칭된 외란, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 는 시스템 행렬, $\mathbf{B} = [(cT^2)/2 \ cT]^T$ 는 입력 행렬, $c = k_t/J$ 는 모델 파라미터, k_t 는 모터의 토크 상수, J 는 모터의 관성 (moment of inertia), u_k 는 제어 입력으로, 모터에 인가되는 전류 명령이 된다. DSMC with DDC에서 슬라이딩 모드 변수에 해당되는 스위칭 함수 (switching function)는 아래와 같다.

$$s_k = \mathbf{G}\mathbf{e}_k, \quad (66)$$

여기서, $\mathbf{e}_k = [\theta_k - \theta_k^{\text{ref}} \ \omega_k - \omega_k^{\text{ref}}]^T$ 는 에러 벡터, $\mathbf{x}_k^{\text{ref}} = [\theta_k^{\text{ref}} \ \omega_k^{\text{ref}}]^T$ 는 레퍼런스 벡터, $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ 는 sliding manifold를 결정하는 벡터이다. 외란 f_k 에 대하여 아래와 같은 가정이 논문 전체에서 성립한다고 가정한다.

가정 4. 외란 f_k 의 변화율은 어떤 양수 m 로 한정되어 있다. 이는 $|f_k - f_{k-1}| \leq m$ 를 의미하며, 외란이 충분히 천천히 변함 (slowly-varying)을 뜻한다.

DSMC with DDC의 제어 식은 아래와 같다.

$$u_k = -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} \left[\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}_k + qs_k - \eta \text{sat} \left(\frac{s_k}{\phi} \right) \right], \quad (67)$$

$$\hat{f}_k = \hat{f}_{k-1} + g(\mathbf{GB})^{-1} \left[s_k - qs_{k-1} + \eta \text{sat} \left(\frac{s_{k-1}}{\phi} \right) \right], \quad (68)$$

여기서, q 는 슬라이딩 모드 다이내믹스의 파라미터, η 는 불연속적인 제어 입력 부분의 계인, ϕ 는 의사 슬라이딩 모드 (quasi sliding mode) 층의 크기, g 는 DDC의 계인이다. 가정 1 및 $0 < \eta/\phi < q < 1$, $0 < g < 1$, 그리고 $\eta > (\mathbf{GB})(m/g)$ 를 만족하는 제어 파라미터에 대하여 점근적 안정성 (asymptotic stability)이 성립한다. DSMC with DDC는 robustness와 separation principle로 인한 제어기 설계의 용이성으로 인해 산업용 서보 시스템 제어를 위해 많이 사용되어 왔다. 최근에는 더욱더 안정적인 제어 성능을 위하여 제어 입력 포화에 대한 대응 방법 [55]과 제어 입력 포화 계인에 대한 튜닝 방법 [57], [76] 등이 개발된 바 있다.

5.2. 노치 필터와 DSMC with DDC가 사용된 서보 시스템의 구조

DSMC with DDC는 식 (67) 과 (68)의 saturation 함수로 인해 $s_k < \phi$ 일 때의 선형 제어 입력 부분과 $s_k > \phi$ 의 비선형 제어 입력 부분으로 구성된다.

선형 제어 입력 부분의 안정도가 보장될 때는 small gain theorem에 의해 비선형 제어 부분의 안정도도 보장될 수가 있다. 따라서 본 논문에서는 선형 제어 입력 부분의 안정도만 고려하였다. $|s_k| < \phi$ 일 경우 식 (67) 는 아래와 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 u_k &= -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} [\mathbf{G}\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{GA}\mathbf{x}_k + qs_k - \eta\text{sat}(s_k/\phi)] \\
 &= -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{A}\mathbf{x}_k^{\text{ref}}) - (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{A} - (q - \eta/\phi)\mathbf{I})\mathbf{e}_k \\
 &= -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{A}\mathbf{x}_k^{\text{ref}}) - [K_{e1} \quad K_{e2}]\mathbf{e}_k \quad , \quad (69) \\
 &= -\hat{f}_k + (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{A}\mathbf{x}_k^{\text{ref}}) - K_{e1}e_1 - K_{e2}e_2 \\
 &= -\hat{f}_k + u_k^{\text{FF}} + u_k^{\text{FB}}
 \end{aligned}$$

여기서 $[K_{e1} \quad K_{e2}] = (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{A} - (q - \eta/\phi)\mathbf{I})$, \mathbf{I} 는 크기 2의 identity matrix, 그리고 $\mathbf{e}_k = [e_1 \quad e_2]^T = [\theta_k - \theta_k^{\text{ref}} \quad \omega_k - \omega_k^{\text{ref}}]^T$ 이다. 식 (69)에서 볼 수 있듯이 제어 입력은 세가지 항으로 구성된다. 첫번째 항은 $-\hat{f}_k$ 으로 식 (68)을 통해 계산할 수 있다. 두번째 항은 $u_k^{\text{FF}} = (\mathbf{GB})^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}^{\text{ref}} - \mathbf{A}\mathbf{x}_k^{\text{ref}})$ 이며, 이는 레퍼런스 입력 벡터의 함수이다. 참고로, 본 논문에서는 위치 제어를 하는 상황을 가정한다. $C_{\text{FF}}(z) := U_{\text{FF}}(z)/\Theta^{\text{ref}}(z)$ 는 두번째 항의 전달함수로 $U_{\text{FF}}(z)$ 과 $\Theta^{\text{ref}}(z)$ 는 각각 u_k^{FF} 과 θ_k^{ref} 의 z -transform이다. 세

번째 항은 $u_k^{\text{FB}} = -K_{e1}e_1 - K_{e2}e_2$ 이며, 제어기의 피드백 항이다. $C_{\text{FB}}(z) := U_{\text{FB}}(z)/E_1(z)$ 은 셋째 항의 전달 함수이며, $U_{\text{FB}}(z)$ 와 $E_1(z)$ 는 각각 u_k^{FB} 와 e_1 의 z -transform이다. 서론의 내용처럼, 복잡한 시스템의 경우 제어 대역폭은 유지하면서 공진을 억제하기 위해 복수개의 노치 필터가 필요하다. 그림 5.1은 노치 필터와 DSMC with DDC를 사용하는 서보 시스템의 블록 선도이다. 서보 시스템은 내부 루프, 외부 루프의 두개의 폐루프로 구성된다. 내부 루프는 DDC와 필터, 그리고 플랜트가 있는 루프인데 DDC는 Q-filter가 1차인 외란 관측기 구조와 동일하게 구성할 수 있으며 이 때 Q-filter $Q(z)$ 및 nominal 플랜트 모델 $P_n^{-1}(z)$ 은 아래의 식을 만족한다.

$$Q(z) = \frac{gz}{z - (1-g)}, \quad (70)$$

$$P_n^{-1}(z) = \frac{2J(z-1)^2}{k_i T^2 z(z+1)}, \quad (71)$$

여기서 각속도 ω_k 를 계산하기 위해 bilinear transform이 사용되었다. DDC와 외란 관측기의 동일성에 대한 세부 내용은 [54]을 참고할 수 있다. 내부 루프는 노치 필터, DDC, 그리고 플랜트로 구성되어 있다. 외부 루프는 DSMC와 내부 루프로 구성되어 있다. 노치 필터는 이 두개의 폐루프의 안정성을 고려하여야 한다. 안정도에 영향을 주지 않는 u_k^{FF} 을 제외하면 서보 시스템은 그림 4.1의 cascade control structure와 같으며 식은 아래와 같다.

$$G_i(z) = (1 - Qz^{-1})^{-1} N(z), \quad (72)$$

$$H_i(z) = P_n^{-1} Q(z), \quad (73)$$

$$T_i(z) = \frac{H_{\text{NFs}}(z) P(z) P_n(z)}{P_n(z) + (H_{\text{NFs}}(z) P(z) - P_n(z) z^{-1}) Q(z)}, \quad (74)$$

$$G_o(z) = C_{\text{FB}}(z), \quad (75)$$

$$H_o(z) = 1, \quad (76)$$

여기서, $H_{\text{NFs}}(z)$ 은 복수개의 노치 필터의 전달 함수로 식 (1)의 노치 필터가 cascade되어 사용된 구조이다.

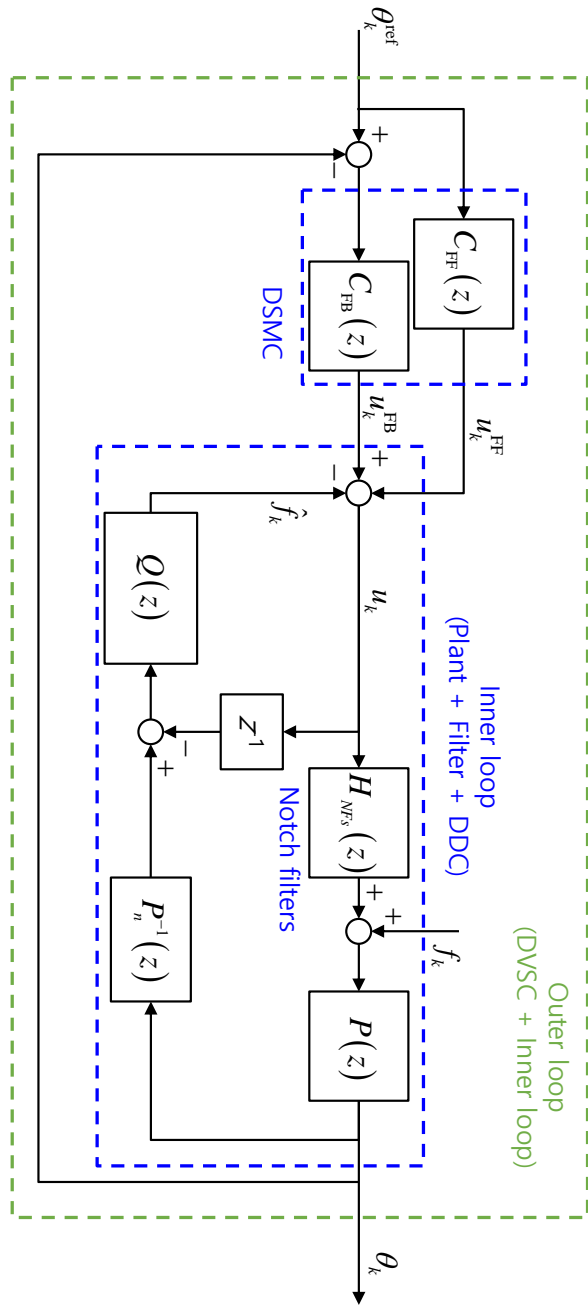


그림 5.1 노치 필터와 DSMC with DDC를 사용하는 서보 시스템의 블록 선도

제 6 장. 실험 결과

6.1. 실험 환경 및 실험 결과

본 장에서는 제안된 노치 필터 파라미터 설정 방법을 산업용 벨트 드라이브 시스템에 적용한다. 그림 6.1은 산업용 벨트 드라이브 시스템을 포함한 실험 환경이다. 실험 환경은 23 bit의 분해능을 가진 엔코더가 장착되어 있는 400 W 서보 모터 (RS Automation 社), 커플링, mover, 부하, 그리고 mover와 모터를 연결하는 벨트 드라이브 (belt-drive)로 구성되어있다. 서보 제어기로는 CSD7 400 W 서보 드라이브 (RS Automation 社)가 사용되었다. 모든 제어기 및 필터는 서보 드라이브 내부의 DSP에 구현되었다. 샘플링 시간은 0.125 ms (샘플링 주파수는 8 kHz), 토크 상수 k_t 는 0.3298 N · m/A, 모터의 관성은 2.7×10^{-5} kg · m²이다. 부하의 관성은 모터 관성의 60배로 설정하였다. 표 6-1는 실험에서 사용한 DSMC with DDC 파라미터이다. 본 장의 6.1에서는 한 가지 계인 (높은 계인)에서의 실험 결과를 제시하고 다음장에서는 다른 계인에 대한 실험 결과를 제시한다.

FRF는 1.96 (= 8000/4096) Hz에서 4000 Hz 까지의 같은 간격으로 배치된 2047개의 주파수에서 획득하였다. 벨트 드라이브 시스템은 벨트의 탄력성 (elasticity)이 부하의 위치에 따라 달라지기 때문에 부하의 위치에 따라 다른 공진 특성을 가진다. 그림 6.1의 position 1에서 position 3 사이의 거리는 0.8 m이며, 모터의 회전 기준으로는 37.7 radian이다. 일반적으로, position 1에서 position 3까지 이동하는 데는 1

초도 걸리지 않으며, 공진 특성에 따라 노치 필터 파라미터를 위치에 따라 지속적으로 바뀌도록 설정하는 것은 어렵다. 따라서, 모든 위치 및 조건에서 안정도를 만족하는 하나의 노치 필터 파라미터의 set를 가지고 있는 것이 더 바람직하다. 그림 6.2은 여러 위치에서의 플랜트의 FRF 측정 결과 및 nominal 플랜트의 analytic FRF이다. 플랜트의 입력은 모터에 인가되는 전류로 단위는 A (Ampere)이다. 플랜트의 출력은 엔코더로부터 측정되는 위치 피드백이며 단위는 radian이다. 각 위치에서 3번씩, 총 9개의 FRF를 획득하였다. 그림 6.2의 (a)는 nominal 플랜트의 analytic FRF, 즉 식 (71)를 따르는 플랜트 모델의 FRF이다. 그림 6.2의 (b), (c), 그리고 (d)는 각각 position 1, 2, 그리고 3에 대한 FRF들이다. Position 1에서는 시스템이 54 Hz 부근에 반공진 (anti-resonance)를 가지고 있으며, 대략 250, 430, 그리고 2152 Hz에 여러 공진 peak를 가진다. 그리고 같은 위치에서 측정한 FRF도 약간씩 다른 magnitude와 phase 응답을 가진다. Position 2에서는 반공진 점이 54 Hz에서 46 Hz로 이동하였으며, 공진 주파수 또한 약 216, 458, 2270 Hz로 이동하였다. Position 3에서는 시스템이 반공진 점이 40 Hz, 공진 점이 222, 610, 2052 Hz에 존재한다. 전반적으로 시스템은 40 Hz에서 60 Hz사이의 반공진, 그리고 200-250 Hz, 400-600 Hz, 2100-2300 Hz 대역에 복수 개의 위치에 따라 변하는 공진을 가지고 있다. 또한, 같은 위치에서 측정한 FRF이라도 조금씩 다른 측정값을 가진다. 이러한 상황에서, 어떤 공진들이 어떻게 노치 필터를 통해 억제되어야 하는지는 파라미터를 설정하는 사람에 따라 주관적인 문제일 수 있다. 따라서, 이

러한 어려움을 해결하기 위해서는 노치 필터 파라미터 설정을 위한 체계적인 접근 방법이 요구된다.

그림 6.3은 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot이다. Nyquist plot의 화살표는 다음 주파수의 FRF가 위치한 방향을 나타낸다. 그림 6.3에서 볼 때 시스템은 안정하지 않으며 실제로 구동 시에도 불안정하기 때문에 정상적인 구동이 불가능하다. 시스템의 안정도를 최대화하는 노치 필터 파라미터를 설정하기 위해 제안된 최적화 방법을 적용한다. 노치 필터의 개수는 3으로 설정하였다. 따라서, 총 9개의 파라미터가 제안된 방법을 통해 설정된다. PSO의 population size는 1,000, 최대 iteration은 100, c_1 는 1.7, c_2 는 2.0, a , 그리고 w 는 0.9 에서 0.4까지 iteration에 따라 선형적으로 줄어들도록 설정하였다. 적합도 함수를 계산하기 위한 식 (64)의 튜닝 파라미터 λ 는 0.01로 설정되었다. 그림 6.4은 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값을 나타낸다. 최적화 과정은 2.80 GHz의 클럭 주파수 (clock frequency)를 가진 i5-8400 CPU를 이용하였을 때 6분 29초가 소요되었다. 표 6-2는 최적화 과정을 통하여 얻은 노치 필터 파라미터이며 그림 6.5은 표 6-2에서 획득한 노치 필터 파라미터로 구성된 노치 필터의 주파수 응답이다. 그림 6.4를 볼 때, 제안된 노치 필터 파라미터 설정 알고리즘이 적합도 함수가 0.20의 최종 값을 가지도록 노치 필터 파라미터를 설정하였음을 알 수 있다. 그림 6.6는 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot이다. Nyquist plot으로부터 frequency-domain 관점으로 볼 때 시스템을

안정하게 하는 노치 필터 파라미터를 얻을 수 있다. 그림 6.7는 표 6-1의 DSMC with DDC 파라미터와 표 6-2의 노치 필터 파라미터를 적용한 구동 실험 결과이다. 실험 결과부터 제안된 방법이 위치에 따라 달라지는 복수개의 공진을 대응할 수 있는 노치 필터 파라미터를 설정하였음을 알 수 있다. 참고로, 대부분의 서보 드라이브는 3개에서 5개의 노치 필터를 사용할 수 있도록 구성 되어있다. 본 장에서는 노치 필터의 개수가 3개로 설정이 되었으며, 이는 노치 깊이를 0으로 설정할 경우 신호를 by-pass하는 것과 같은 효과이기 때문에 0개에서 3개까지의 노치 필터를 대응할 수 있다. 이 노치 필터의 개수가 벨트 드라이브와 같은 대부분의 case를 대응할 수 있으나 더 복잡한 시스템의 경우 더 많은 노치 필터의 개수가 필요할 수 있다. 시스템에 따라 설정 되어야하는 노치 필터의 개수를 설정하는 것은 아직 더 연구가 필요한 상황이다.

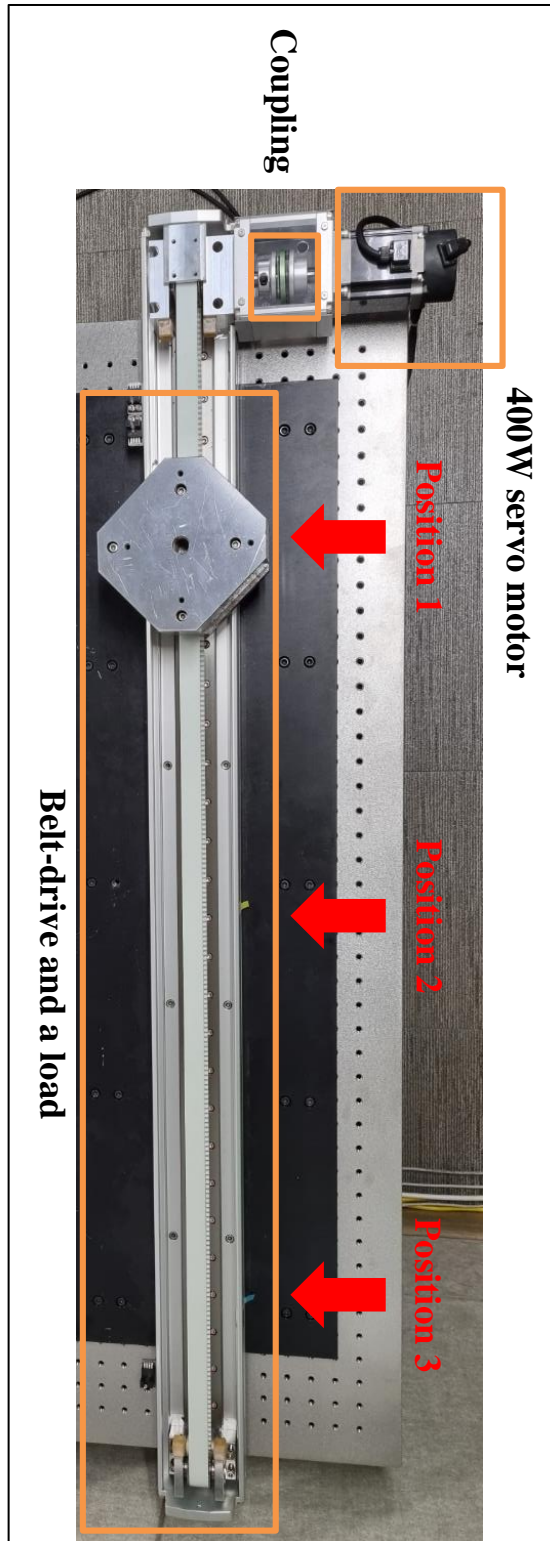
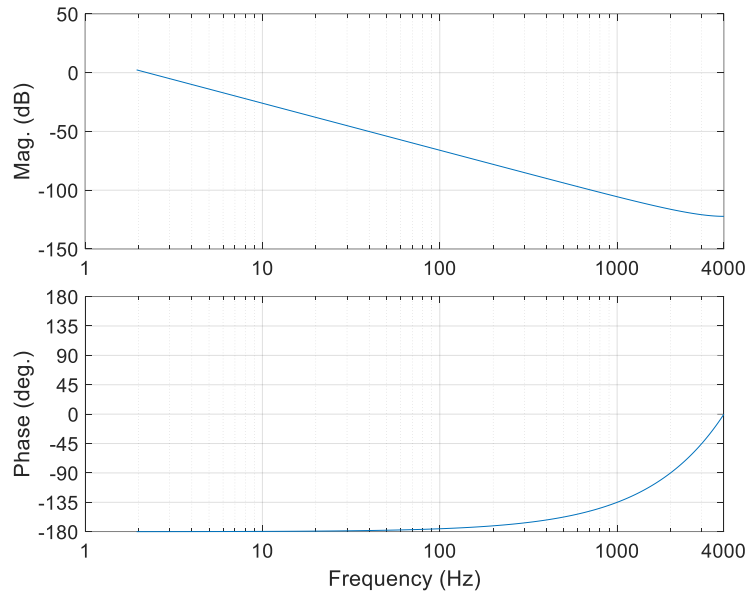
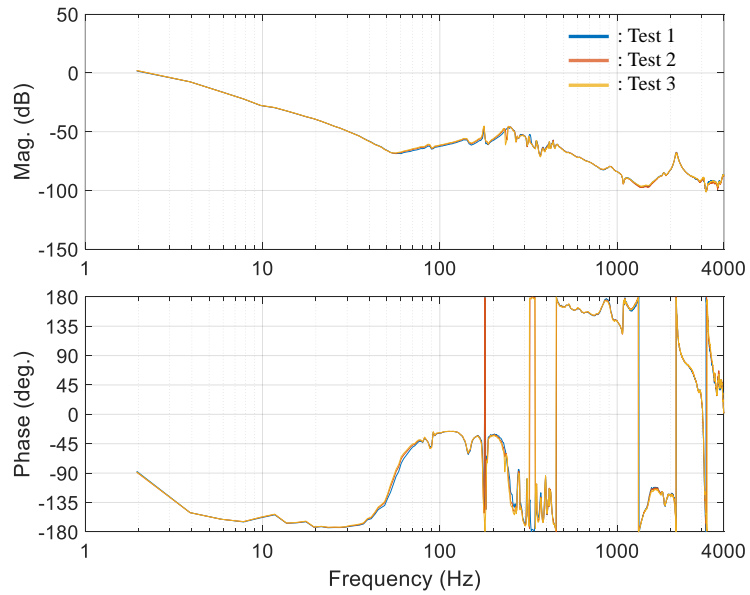


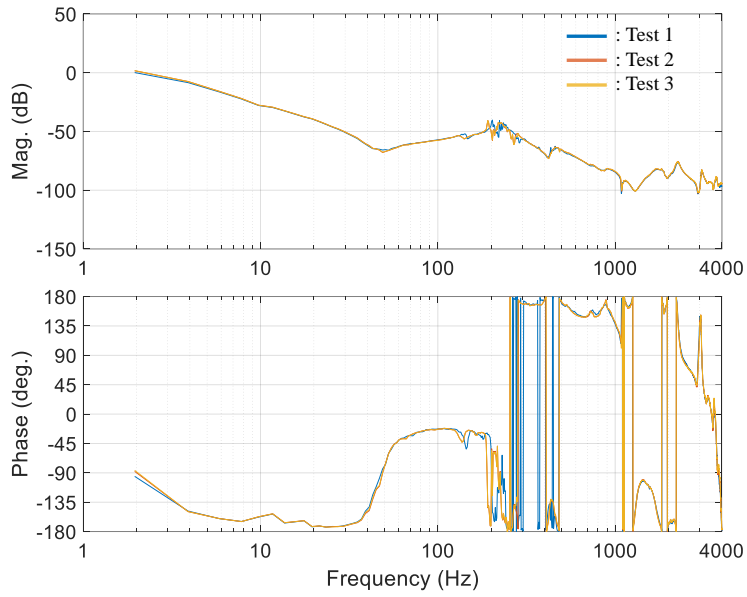
그림 6.1 산업용 벨트 드라이브 시스템을 포함한 실험 환경



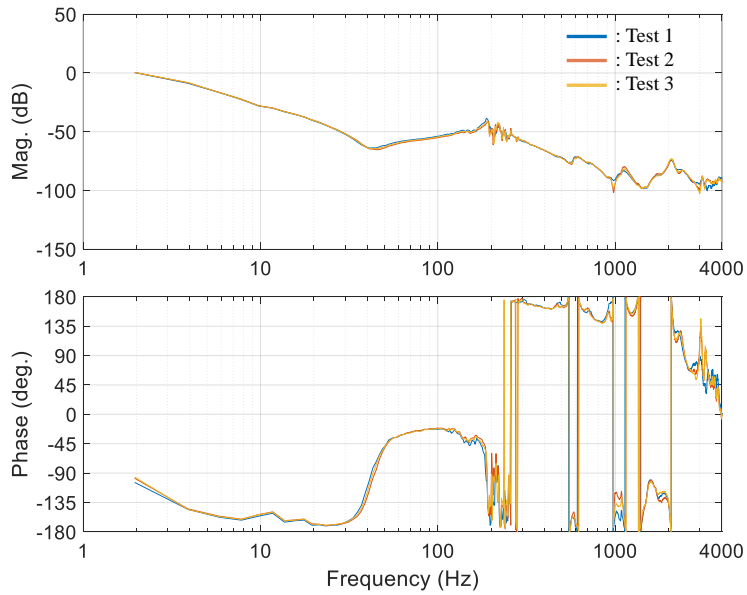
(a) nominal plant의 analytical FRF



(b) position 1에서의 플랜트 FRF 측정 결과

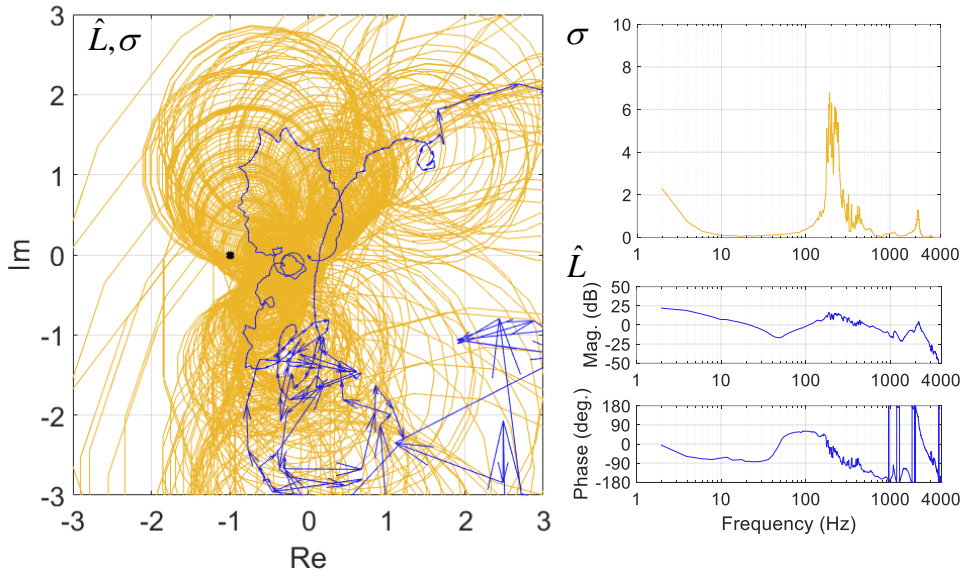


(c) position 2에서의 플랜트 FRF 측정 결과

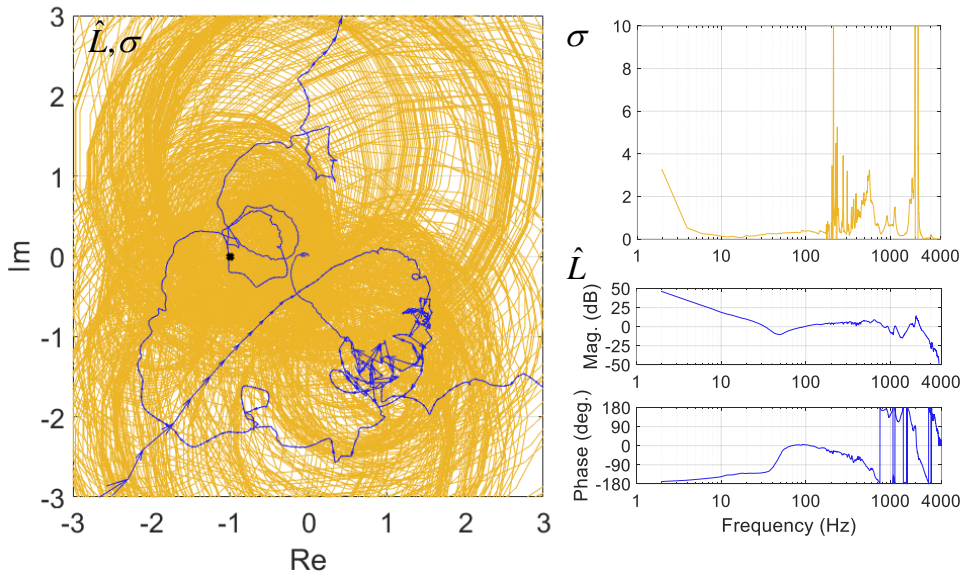


(d) position 3에서의 플랜트 FRF 측정 결과

그림 6.2 여러 위치에서의 플랜트 FRF 측정 결과 및 nominal plant의 analytical FRF.



(a) 내부 루프의 Nyquist plot



(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.3 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot.

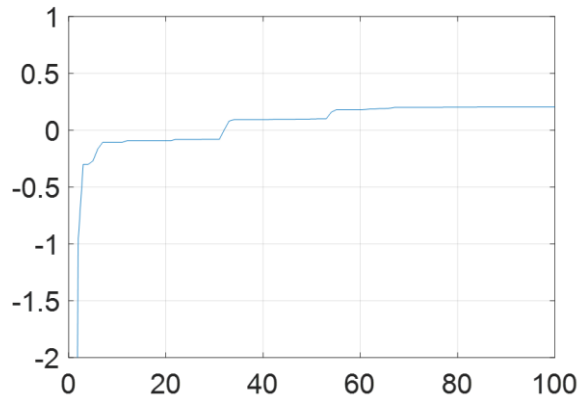


그림 6.4 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값.

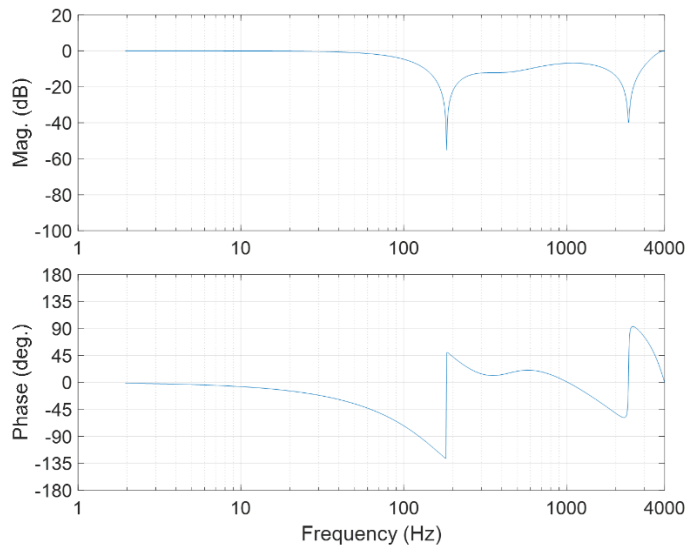
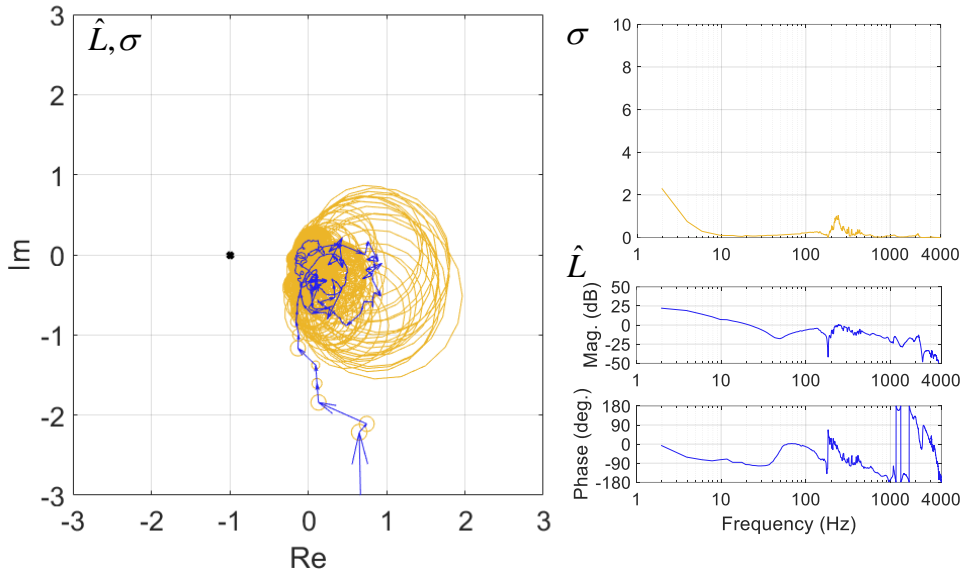
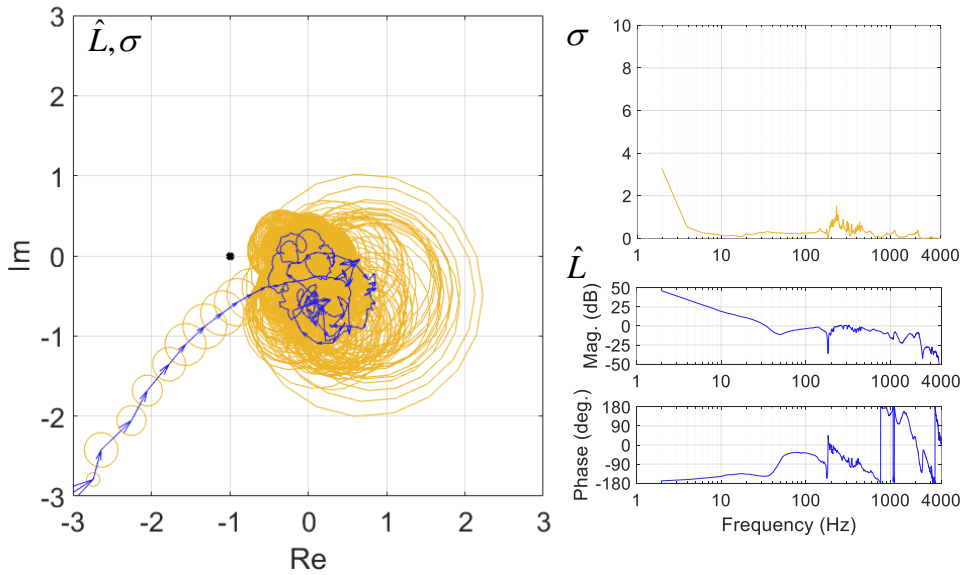


그림 6.5 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답.



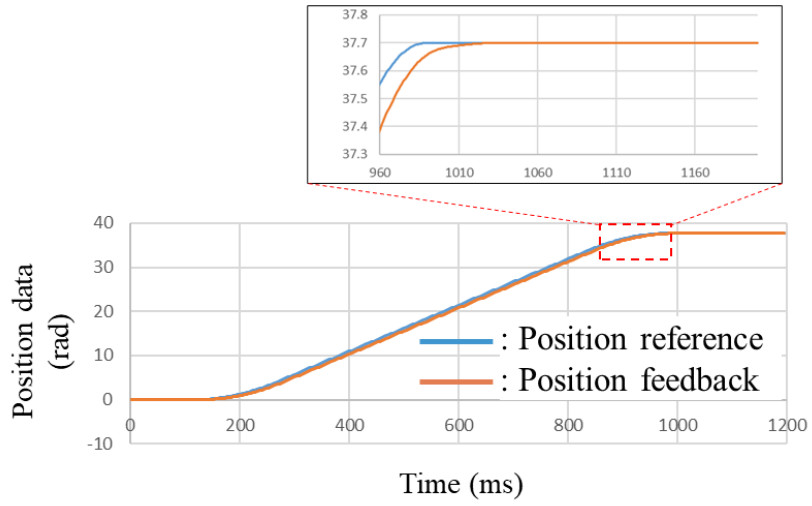
(a) 내부 루프의 Nyquist plot



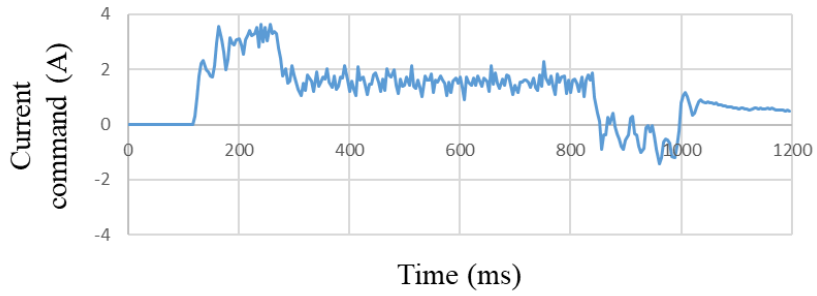
(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.6 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 내부 루프와

외부 루프의 Nyquist plot



(a) position data



(b) current command

그림 6.7 구동 실험 결과

표 6-1. 실험에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터

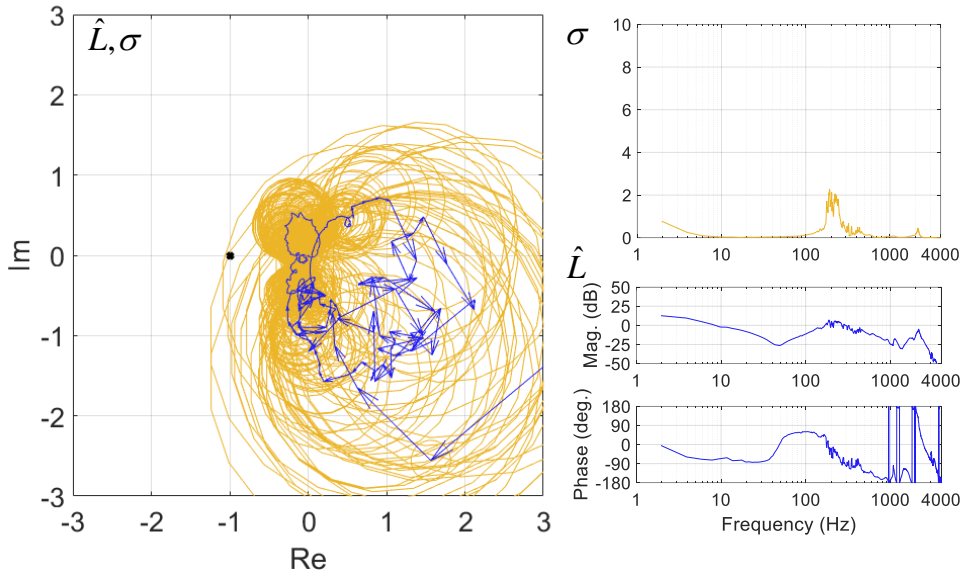
| Parameter | Value |
|-----------|------------|
| G | [186.3, 1] |
| <i>q</i> | 0.980 |
| <i>η</i> | 0.030 |
| <i>φ</i> | 10 |
| <i>g</i> | 0.023 |

표 6-2. 획득한 노치 필터 파라미터

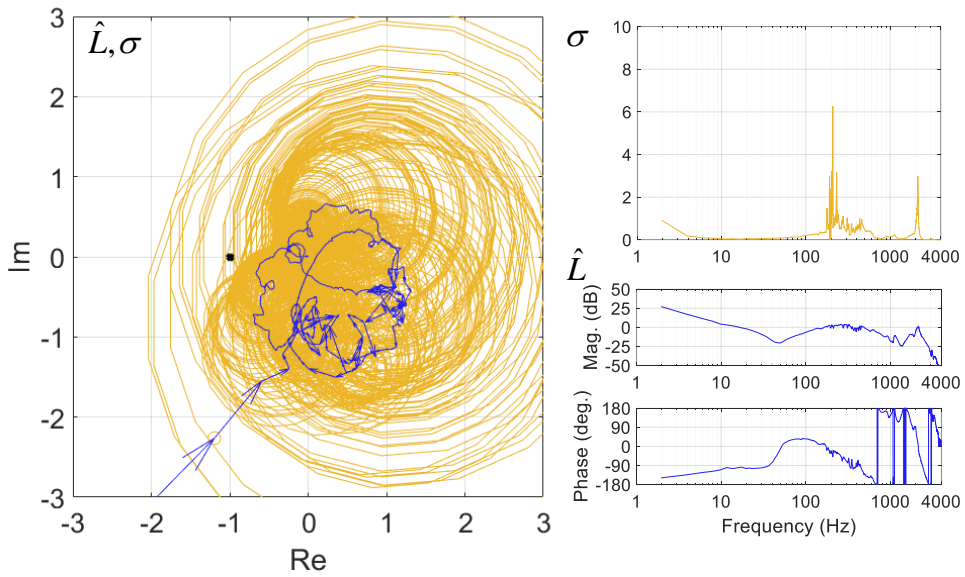
| | Notch frequency | Notch Q-factor | Notch depth |
|----------------|-----------------|----------------|-------------|
| Notch filter 1 | 185.25 Hz | 0.75 | 0.99 |
| Notch filter 2 | 432.53 Hz | 0.35 | 0.67 |
| Notch filter 3 | 2402.47 Hz | 0.35 | 0.98 |

6.2. 다른 제어 파라미터에서의 실험 결과

본 장에서는 6.1에서 다루지 않았던 다른 제어 게인에서의 실험 결과를 제시한다. 추가적으로 두가지 case (Case #1, Case #2)에 대하여 실험을 진행하였다. Case #1은 6.1과 비교하였을 때, 중간 게인의 케이스이며, Case #2은 낮은 게인의 케이스이다. 표 6-3은 실험에 사용한 Case #1의 DSMC with DDC 파라미터이며, 표 6-4은 Case #2의 DSMC with DDC 파라미터이다. 그림 6.8과 그림 6.12은 각각 Case #1과 Case #에서 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프 및 외부 루프의 Nyquist plot이다. 그림 6.9과 그림 6.13은 각각 Case #1과 Case #2의 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값이다. 그림 6.10과 그림 6.14은 각각 Case #1와 Case #2의 최적화를 통해 얻은 노치 필터 파라미터를 적용한 노치 필터들의 주파수 응답이다. 그림 6.11과 그림 6.15은 각각 Case #1와 #2에서 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 내부루프와 외부 루프의 Nyquist plot이다. 특히 200~500 Hz 대역에서 케이스들에 따라 조금씩 다른 노치 필터 파라미터들의 조합이 얻어진다. 6.1장의 높은 게인 케이스에 비해 전체적인 게인이 낮아졌기 때문에 더 깊고 넓은 범위의 노치 필터가 설정이 가능하다. 참고로, Case #2에서는 Nyquist plot에서 알 수 있듯이 노치 필터 설정 전에도 안정적인 구동이 가능한 상황이다. 그러나 제안된 노치 필터 파라미터 방법을 적용하여 안정도를 더 올릴 수 있다.



(a) 내부 루프의 Nyquist plot



(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.8 Case #1에서 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프와
외부 루프의 Nyquist

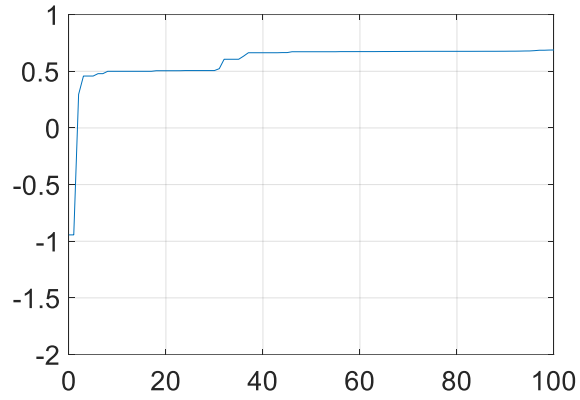


그림 6.9 Case #1에서 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값.

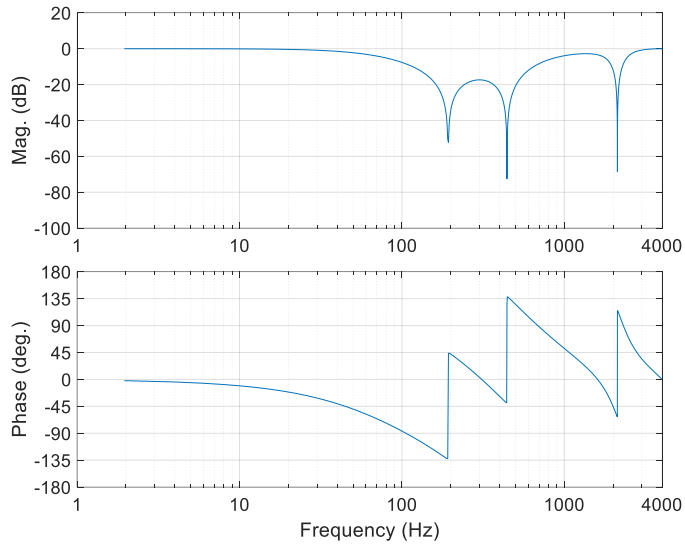
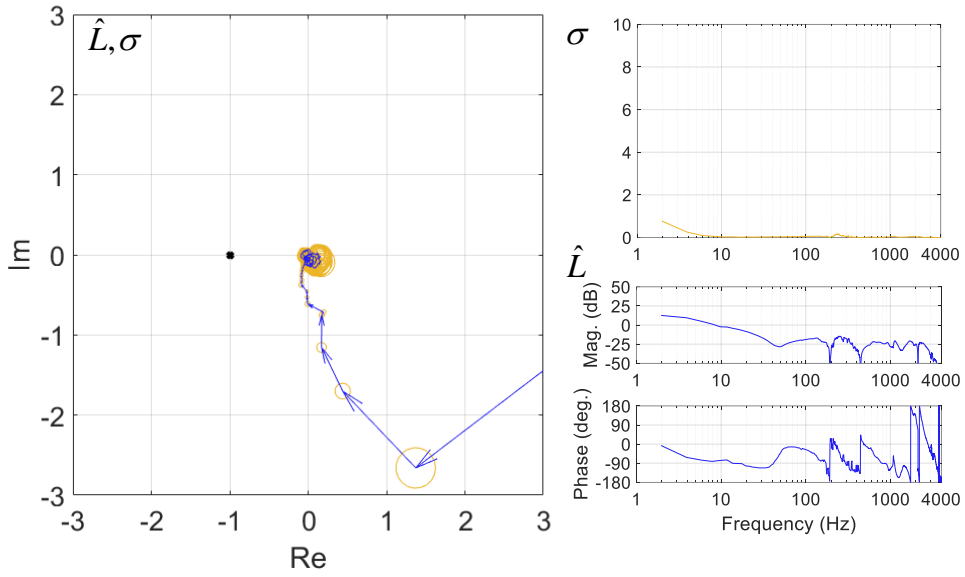
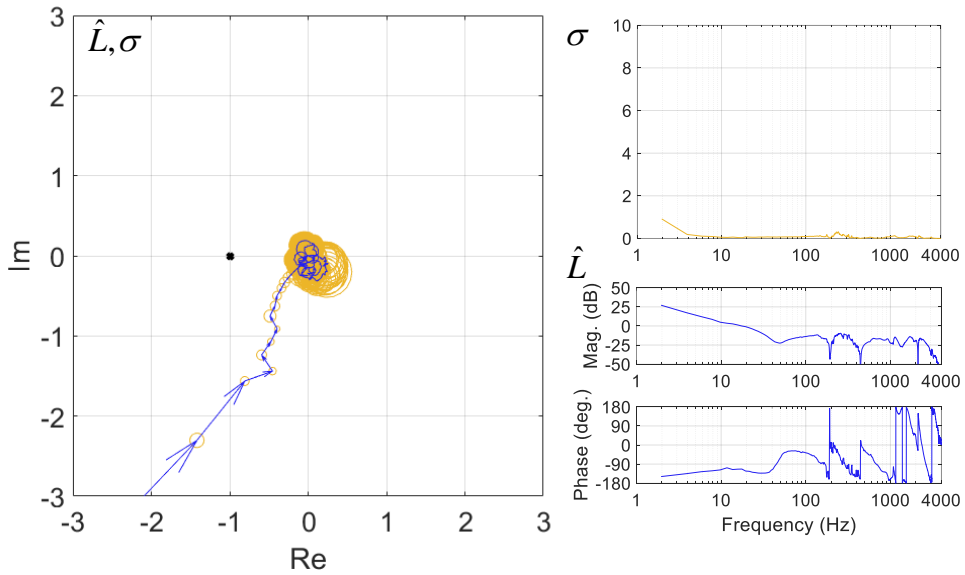


그림 6.10 Case #1에서 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답.



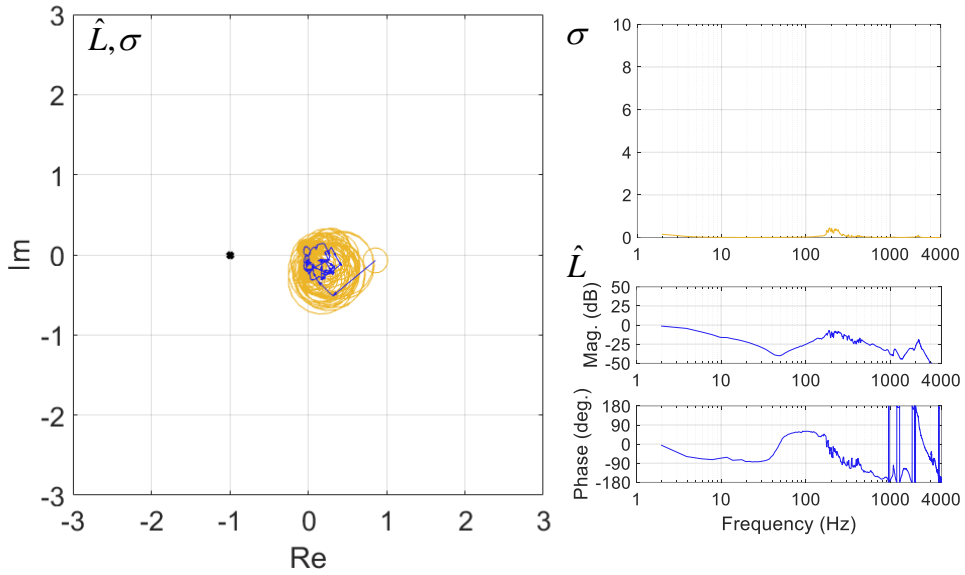
(a) 내부 루프의 Nyquist plot



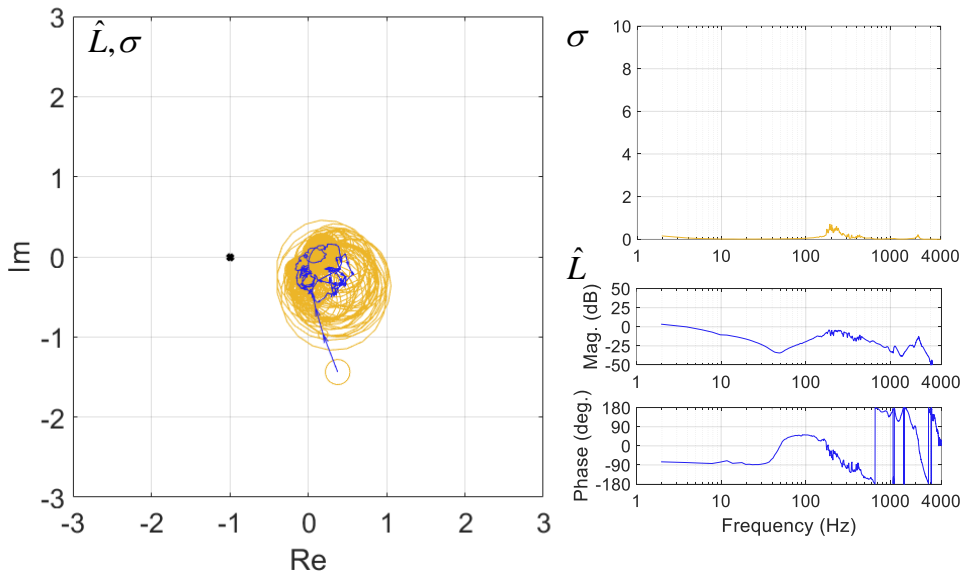
(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.11 Case #1에서 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의

내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot



(a) 내부 루프의 Nyquist plot



(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.12 Case #2에서 노치 필터를 적용하지 않았을 때의 내부 루프
와 외부 루프의 Nyquist

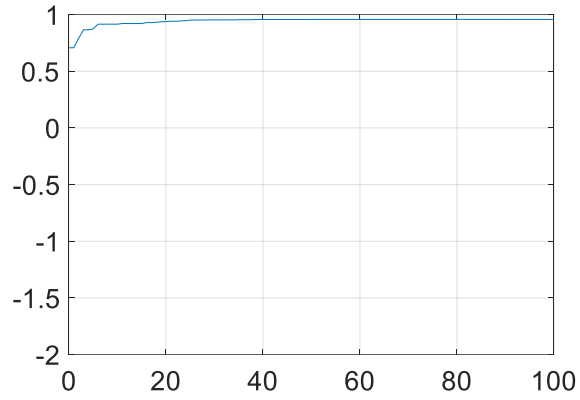


그림 6.13 Case #2에서 각 iteration에 대한 적합도 함수의 최대값.

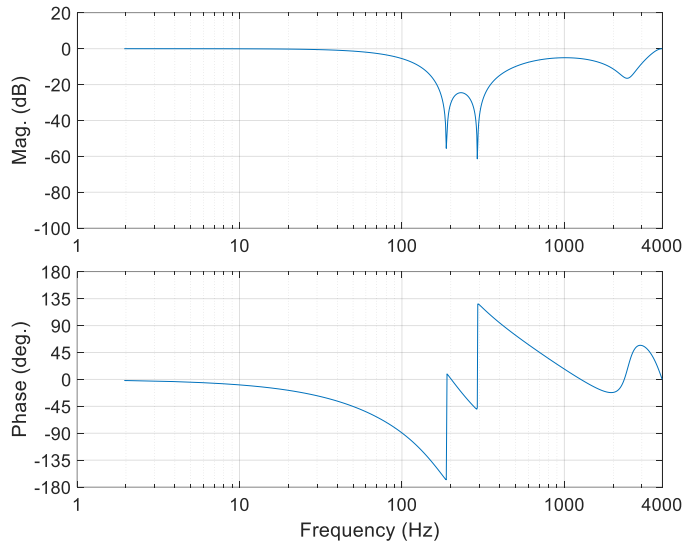
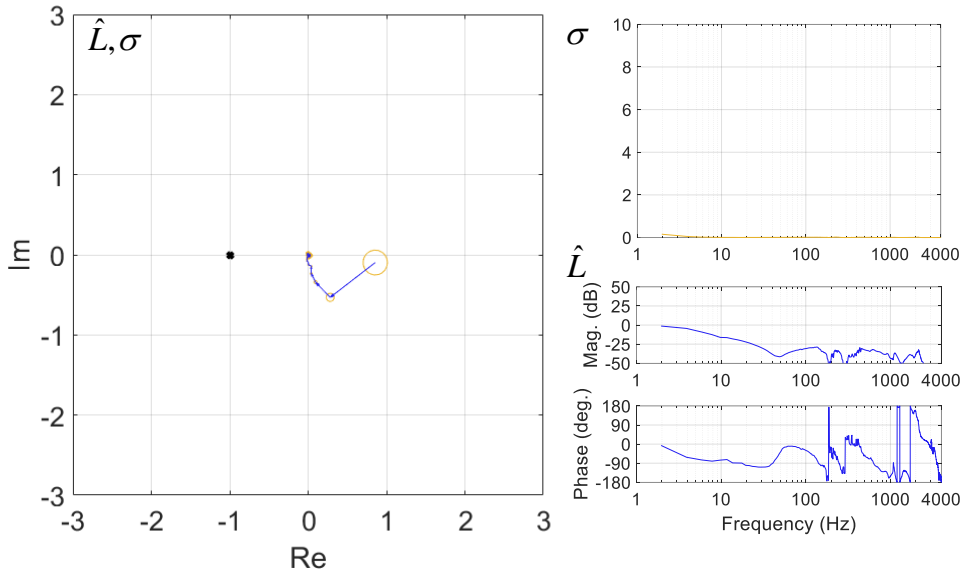
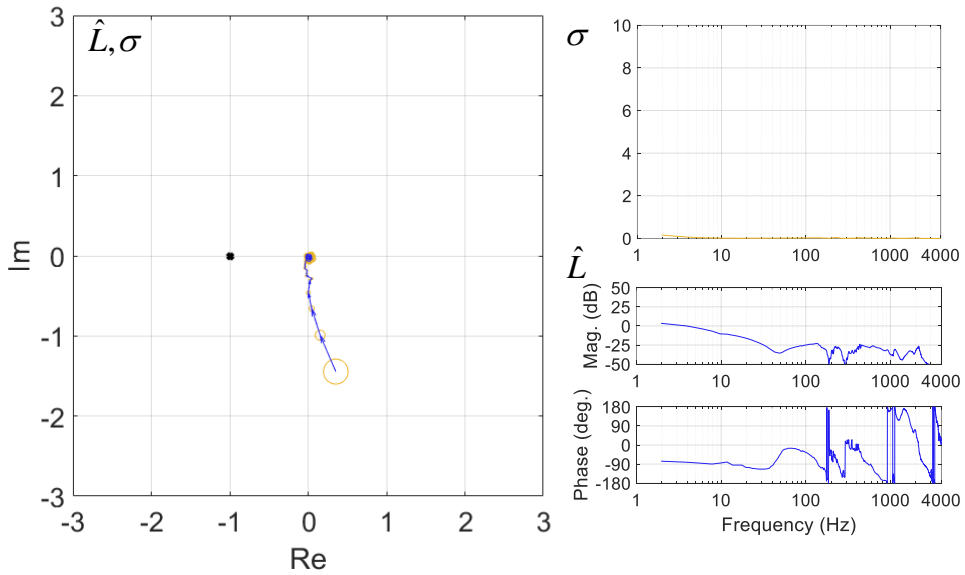


그림 6.14 Case #2에서 노치 필터 파라미터를 설정 방법을 통해 획득한 노치 필터의 주파수 응답.



(a) 내부 루프의 Nyquist plot



(b) 외부 루프의 Nyquist plot

그림 6.15 Case #2에서 획득한 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의

내부 루프와 외부 루프의 Nyquist plot.

표 6-3. Case #1에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터.

| Parameter | Value |
|-----------|-----------|
| G | [62.6, 1] |
| <i>q</i> | 0.995 |
| <i>η</i> | 0.030 |
| <i>φ</i> | 10 |
| <i>g</i> | 0.007 |

표 6-4. Case #2에서 사용한 DSMC with DDC의 제어 파라미터.

| Parameter | Value |
|-----------|-----------|
| G | [12.6, 1] |
| <i>q</i> | 0.999 |
| <i>η</i> | 0.030 |
| <i>φ</i> | 10 |
| <i>g</i> | 0.002 |

표 6-5. Case #1 에서 획득한 노치 필터 파라미터.

| | Notch frequency | Notch Q-factor | Notch depth |
|----------------|-----------------|----------------|-------------|
| Notch filter 1 | 192.46 Hz | 0.35 | 0.99 |
| Notch filter 2 | 433.21 Hz | 0.61 | 0.99 |
| Notch filter 3 | 2120.92 Hz | 1.41 | 0.99 |

표 6-6. Case #2 에서 획득한 노치 필터 파라미터.

| | Notch frequency | Notch Q-factor | Notch depth |
|----------------|-----------------|----------------|-------------|
| Notch filter 1 | 188.04 Hz | 0.95 | 0.99 |
| Notch filter 2 | 291.56 Hz | 0.35 | 0.99 |
| Notch filter 3 | 2437.42 Hz | 0.35 | 0.85 |

6.3. 높은 계인에서의 실용적인 적용을 위한 uncertainty bound 변경 및 여러 부하에서의 실험 결과

본 장에서는 실제 시스템에서 높은 계인에서의 실용적인 적용을 위하여 앞에서 사용한 circle 형태의 bound 대신 square 형태의 uncertainty bound 를 사용하는 방법에 대하여 검토하고, 이를 높은 계인에서의 여러 부하에 적용한 결과를 보인다. 실험에서 사용한 부하는 총 3 가지로 그림 2.12, 그림 2.13, 그리고 그림 2.14 의 벨트 드라이브 부하를 사용하였다 (이를 편의상 각각 벨트 1, 벨트 2, 벨트 3 부하라고 명명함). 그림 6.16, 그림 6.17, 그리고, 그림 6.18 은 각각 벨트 1, 2, 3 부하의 위치에 따른 FRF 이다. 6.1 와 6.2 장에서의 부하와 마찬가지로 위치에 따라 다른 특성을 가지고 있음을 알 수 있다. 특히 1,000 Hz 이상의 공진점의 위치에 따른 차이는 크지 않으나 100-1,000 Hz 주파수 대역의 경우 공진의 크기와 주파수가 크게 변하는 것을 볼 수 있다.

Circle 형태의 uncertainty bound 를 사용할 경우 낮은 주파수 대역에서 지나치게 넓은 영역을 반영하게 되어 실제 시스템에서 보다 노치 필터를 낮은 주파수 대역에 설정하기 힘들어 지는 단점이 있다. 예시로, 그림 6.19 는 벨트 2 부하에서의 97.7 Hz 에서의 플랜트의 FRF 점 및 square 형태의 uncertainty 와 circle 형태의 uncertainty bound 를 비교한 결과이다. 특히 100Hz 정도의 저주파 대역의 경우 플랜트의 FRF 데이터가 차지하는 부분 대비 bound 가 커져 높은

계인에서 실제로 안정한 시스템의 경우도 노치 필터 파라미터 설정 시에는 불안정하다고 판단할 여지가 커질 수 있다. 그림 6.20 은 벨트 2 부하에서 실제 시스템에서 안정한 노치 필터 설정 후 97.7 Hz 에서의 시스템 개루프 FRF 및 circle 형태의 bound 와 square 형태의 bound 를 비교한 결과이다. 설정한 노치 필터는 총 4 개로 주파수 (Hz) / Q 인자 / 노치 깊이 순으로 각각 400/0.98/0.84, 430/0.98/88, 696/1.41/1.00, 1559/1.414/1.00 에 설정하였다. 데이터에서 볼 수 있듯이 실제 시스템에서는 Nyquist 안정도 관점으로 안정한 상황이나 uncertainty bound 가 원으로 설정될 경우 불안정하게 인식될 수 있다. 따라서 본 장의 실험에서는 square 형태의 bound 를 설정하고 이를 노치 필터 파라미터 설정에 반영하였다.

FRF 의 경우 sine-sweep 알고리즘을 통하여 비교적 정확한 시스템 특성을 판별할 수 있으나 실제로는 노이즈, 마찰 등에 의한 요인으로 인해 정확도가 떨어질 수 있으며, 이는 보통 높은 주파수로 갈수록 커지는 경향이 있다. 이를 완화하기 위해 안정도 지표에 uncertainty factor β_k 를 추가하여 높은 주파수 대역에서는 높은 안정도 지표를 가질 수 있도록 설정한다. 실험에서는 그림 6.21 와 같이 안정도 지표에 uncertainty factor 를 추가한다. 이 경우 Algorithm 2 의 식 (34)는 다음과 같이 변경된다.

$$f_k = \beta_k \left(-\max(|\hat{z}_k|, |\hat{z}_{k+1}|) - \sigma_{k,k+1}^{\max} + 1 \right). \quad (77)$$

여기서, β_k 는 주파수에 따른 uncertainty factor이다.

또한, Algorithm 2의 식 (40)은 다음과 같이 변경된다.

$$f_k = \beta_k \min(f_{1k}, f_{2k}). \quad (78)$$

3 개의 벨트 부하에서의 실험 결과는

표 6-7 와 같다. DSMC with DDC 의 관성 파라미터를 제외한 나머지 제어 파라미터는 6.1 장과 모두 같은 값을 사용하였으며, 노치 필터는 5 개 (노치 필터 파라미터는 총 15 개)를 설정하도록 구성하였다. 그림 6.22, 그림 6.23, 그리고 그림 6.24 는 각각 벨트 1, 2, 3 부하에서

표 6-7 의 노치 필터 파라미터를 적용하였을 때의 개루프 FRF 및 Nyquist plot 이다. 그림 6.25, 그림 6.26, 그리고 그림 6.27 는 각각 벨트 1, 2, 3 부하의 구동 실험 결과이다. 벨트 1 부하의 모터 기준 최대 회전 거리는 3 turn (23bit 모터 기준 25,165,824 count), 벨트 2 부하의 모터 기준 최대 회전 거리는 2.5 turn (23bit 모터 기준 20,971,520 count), 그리고 벨트 3 부하의 모터 기준 최대 회전 거리는 8 turn (23bit 모터 기준 67,108,864 count)로 설정하였다. 모든 부하에서 최대 속도는 250 rpm 이며, 가감속 시간은 50 ms 로 설정하였다. 각각의 그림에서 첫번째 그림은 위치 데이터이며 파란색은 위치 명령, 주황색은 위치 피드백이다. 각각의 그림에서 두번째와 세번째 그림은 각각 모터로 인가되는 전류 명령 및 엔코더 피드백으로 계산되는 속도 피드백이다. 세 가지 실험 결과 모두에서 제안된 방법을 통해 노치 필터를 설정하여 위치 도달 순간에도 공진 없이 안정적으로 구동함을 할 수 있다. 위의 결과를 통해 여러 벨트 드라이브 시스템에서

제안된 방법을 통하여 공진 억제 가능한 노치 필터를 찾을 수 있음을 알 수 있다. 3,000 Hz 대역의 노치 필터는 Nyquist 주파수 대비 너무 높은 주파수여서 이산화 문제로 인해 노치 필터의 효과가 연속시간 시스템에서 기대하는 효과와 다를 수 있으나 해당 노치 필터가 필요한 경우도 있다. 예를 들어, 벨트 2 와 3 부하의 경우 없어도 무방하나, 벨트 1 부하의 경우 3,101 Hz 의 노치 필터가 없을 경우 동작이 어렵다. 이는 플랜트의 FRF 를 보았을 때 다른 부하에 비하여 3,000 Hz 대역의 공진 peak 가 더 낮은 주파수 대역의 peak 에 상응하는 정도로 크기 때문이다. 표 6-8 는 튜닝 파라미터 λ 에 따른 실험 결과이다. $\lambda = 0.01$ 과 $\lambda = 0.1$ 에서의 노치 필터 설정 양상을 비교하였다. 본 논문의 안정도 지표 계산 과정에서는 외부 루프의 안정도 지표가 큰 경우에는 내부 루프의 안정도 지표도 큰 경우가 많기에 λ 값에 크게 영향을 받지 않으나, 일반적으로 성립하는 상황은 아니기에 적절한 파라미터 설정이 필요하다. 실제로 $\lambda = 0.01$ 과 $\lambda = 0.1$ 의 실험 결과 모두 실제 시스템에서 안정적으로 동작하는 노치 필터 파라미터를 찾게 된다. 실험 결과를 볼 때 $\lambda = 0.1$ 에서의 $\lambda = 0.01$ 에서의 실험결과와 주요한 공진 주파수 (벨트 1 의 경우 200 ~ 500 Hz, 3000 Hz 대역, 벨트 2 의 경우 400 Hz, 1600 Hz 대역, 벨트 3 의 경우 200 Hz, 400 Hz 대역)의 주파수는 거의 차이가 없으나 그 외의 주파수 대역의 노치 필터 설정에서 약간의 차이를 보임을 볼 수 있다.

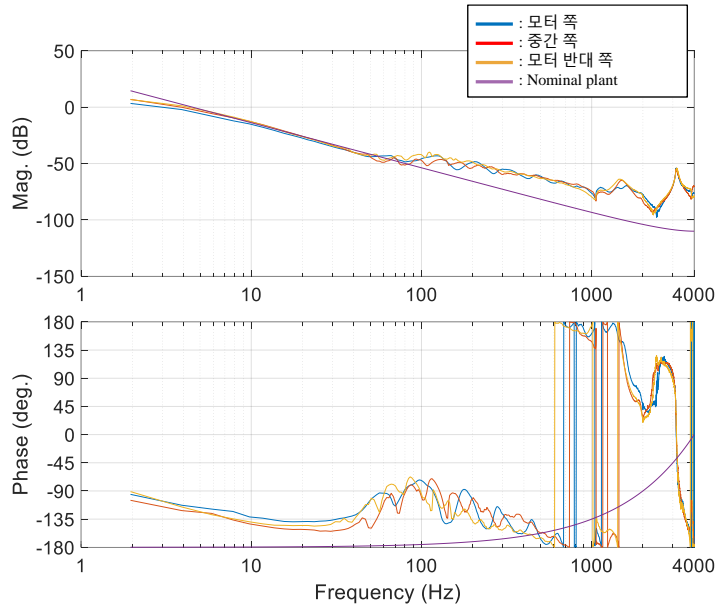


그림 6.16 벨트 1 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과

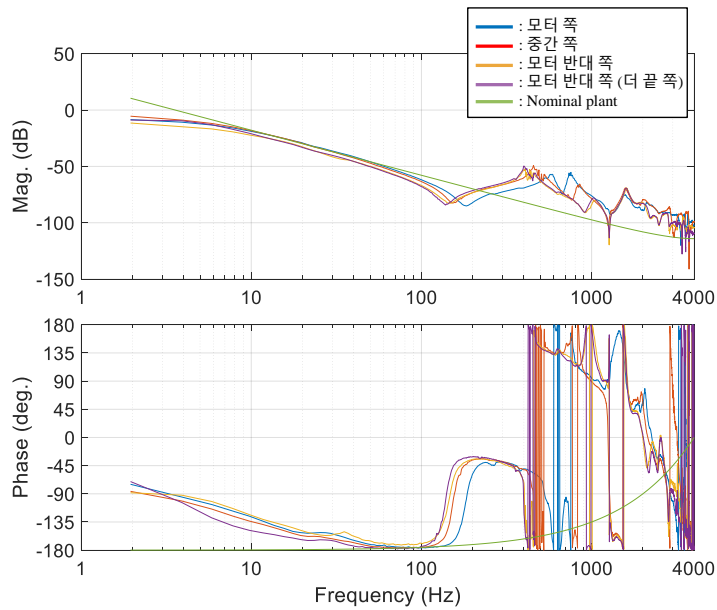


그림 6.17 벨트 2 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과

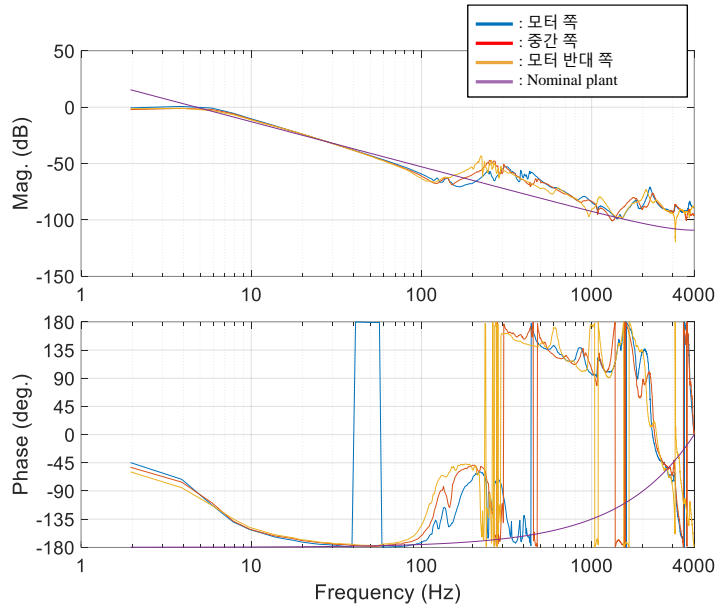


그림 6.18 벨트 3 부하의 산업용 벨트 드라이브 시스템의 위치에 따른 FRF 측정 결과

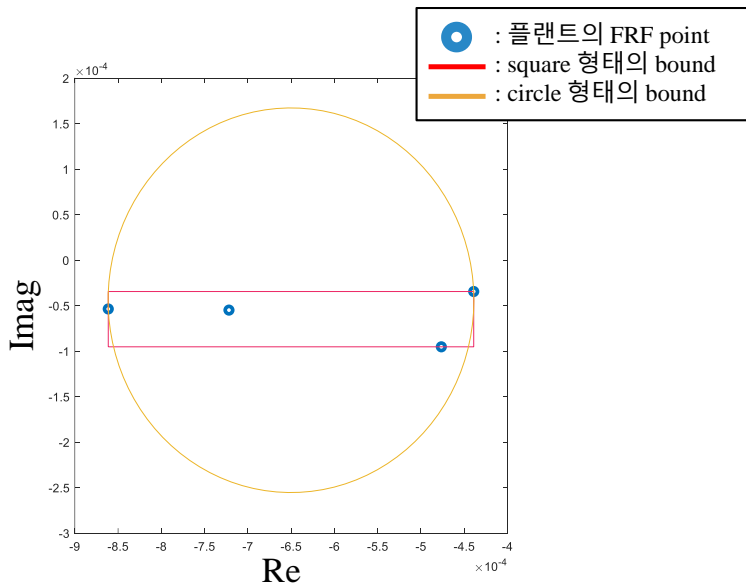


그림 6.19 벨트 2 부하에서의 97.7 Hz에서의 플랜트의 FRF 점 및 square 형태의 bound와 circle 형태의 bound 비교

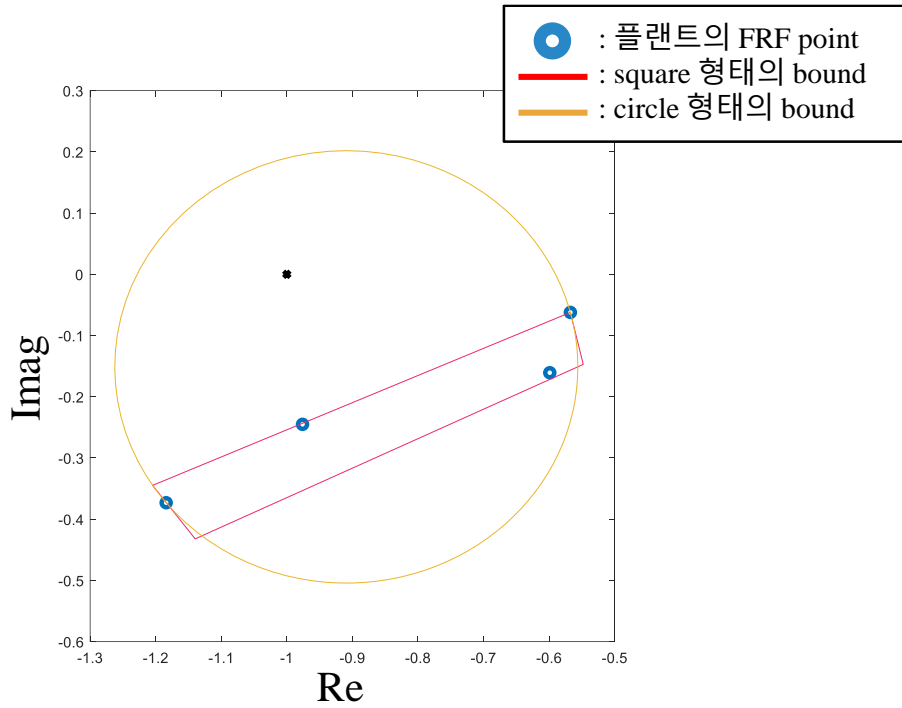


그림 6.20 벨트 2 부하에서 실제 시스템에서 안정한 노치 필터 설정 후 97.7 Hz에서의 시스템 개루프 FRF 및 square 형태의 bound와 circle 형태의 bound 비교

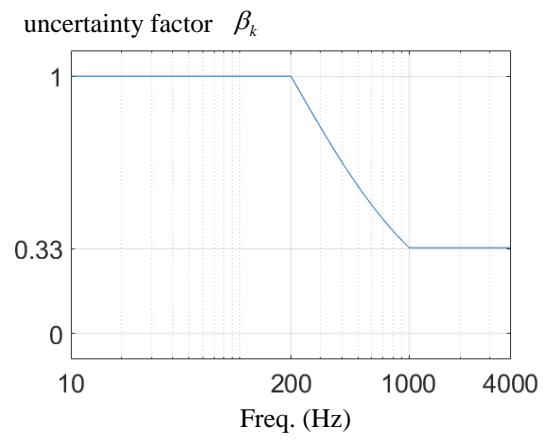
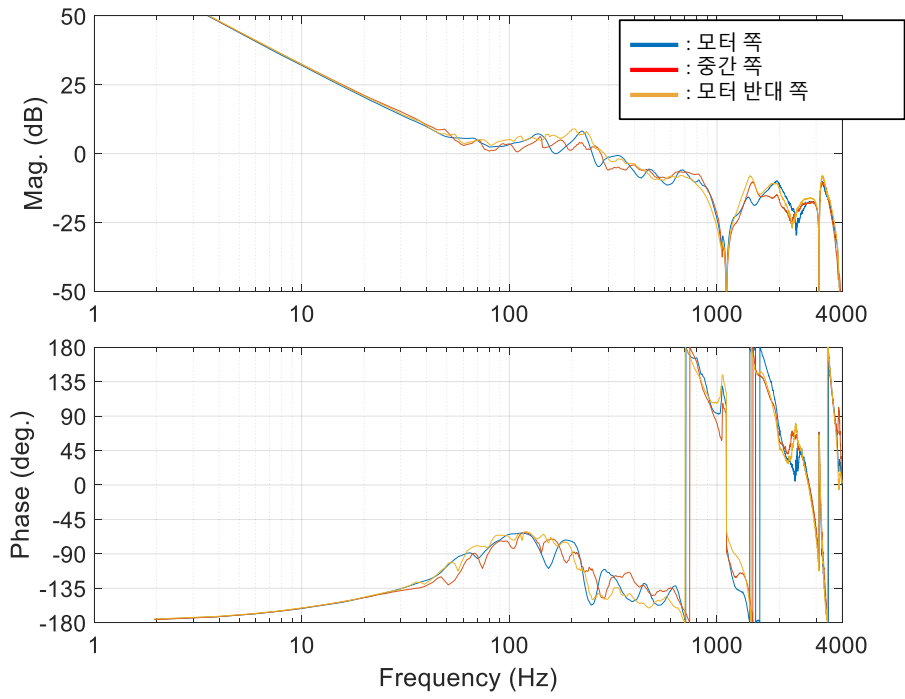


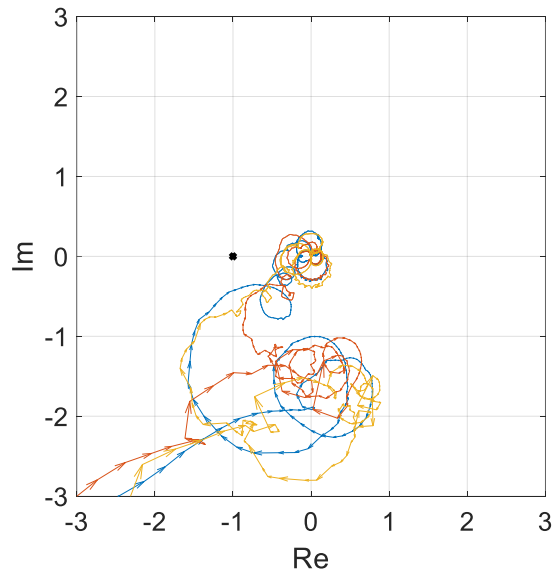
그림 6.21 주파수에 따른 uncertainty factor 설정

표 6-7. 벨트 드라이브 부하에서의 노치 필터 파라미터 설정 실험 결과.

| 번호 | 부하 | 모터 관성 (kg·m/s ²) | 관성비 (배) | 설정 NF (주파수(Hz)/ Q인자/노치 깊이) |
|----|---------|---------------------------------|------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1 | 벨트 1 | 3.5e-06 | 90 | NF1: 292/1.41/0.63 NF2: 522/1.41/0.73 NF3: 1111/1.41/1.00 NF4: 1583/1.41/0.89 NF5: 3101/1.41/1.00 |
| 2 | 벨트 2 | 2.7e-05 | 22.6 | NF1: 425/1.41/1.00 NF2: 644/1.41/1.00 NF3: 644/0.98/0.38 NF4: 1607/1.41/0.90 NF5: 3500/1.27/0.00 |
| 3 | 벨트 3 | 2.7e-05 | 12.3 | NF1: 269/1.41/0.68 NF2: 477/1.41/0.56 NF3: 1668/1.41/0.75 NF4: 3179/1.41/1.00 NF5: 3324/0.707/1.00 |



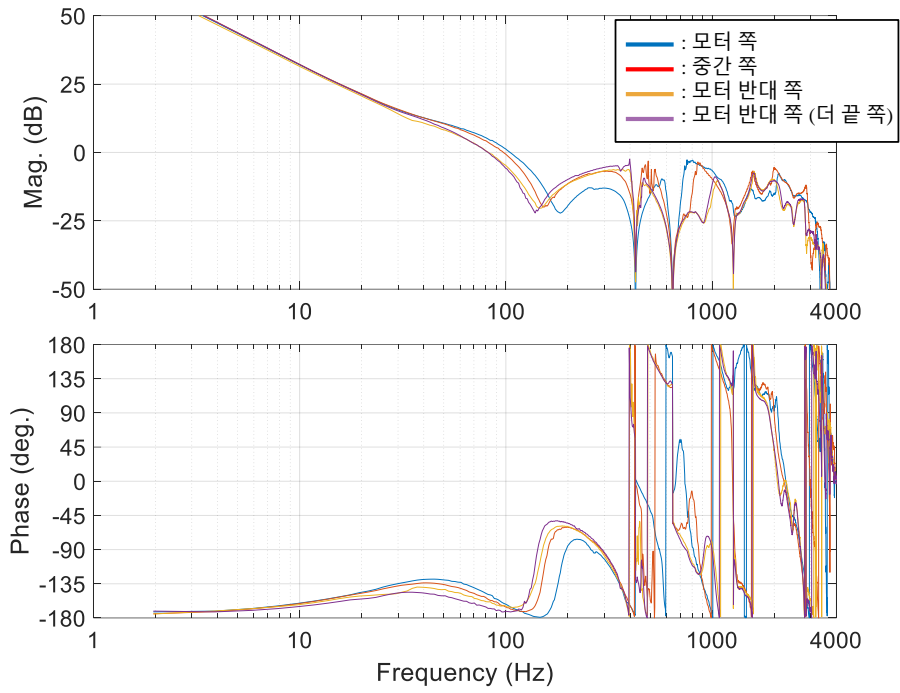
(a) 개루프 FRF



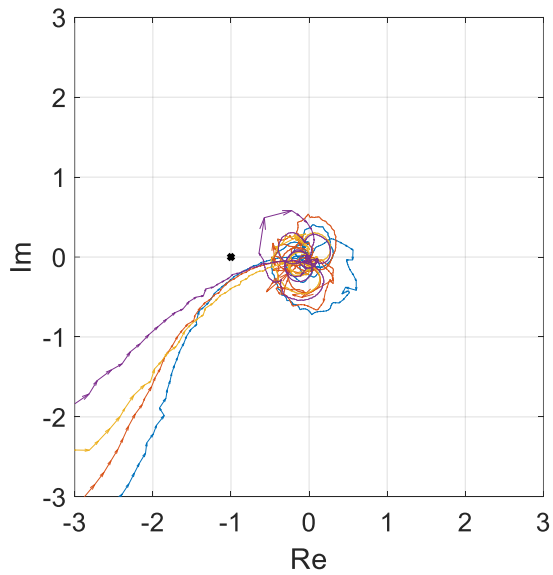
(b) Nyquist plot

그림 6.22 벨트 1 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist

plot



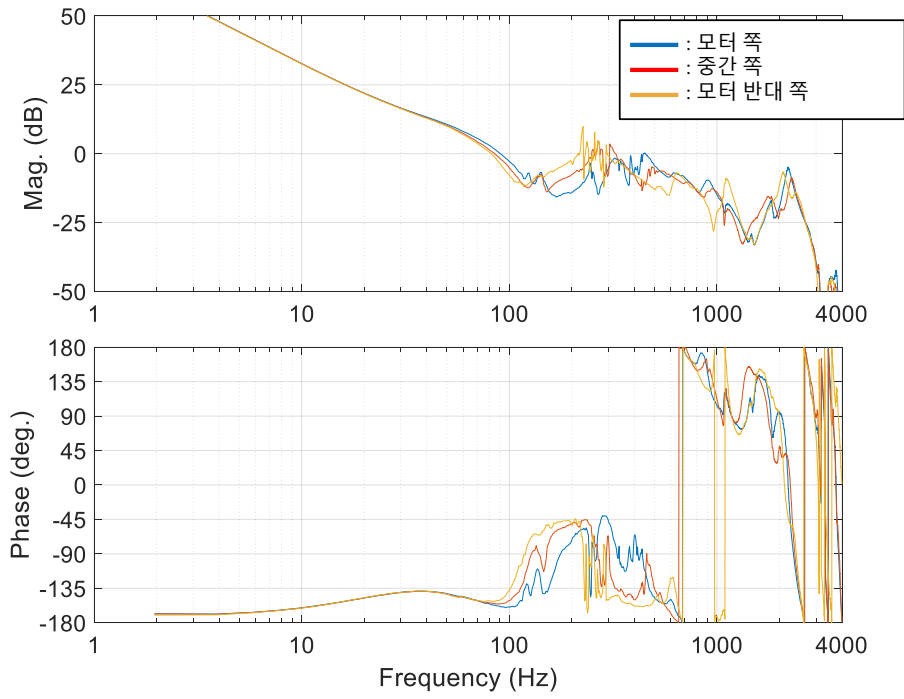
(a) 개루프 FRF



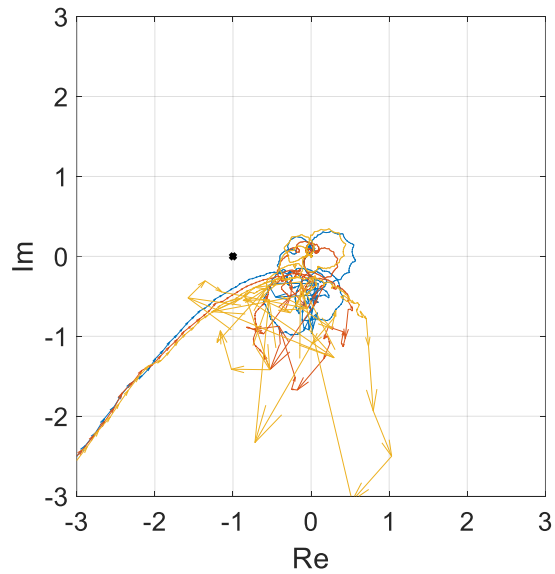
(b) Nyquist plot

그림 6.23 벨트 2 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist

plot



(a) 개루프 FRF

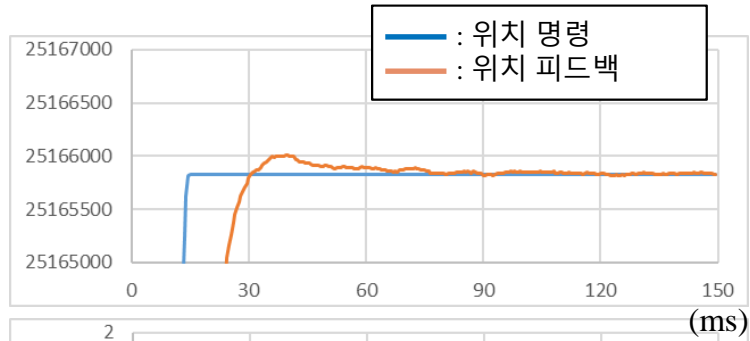


(b) Nyquist plot

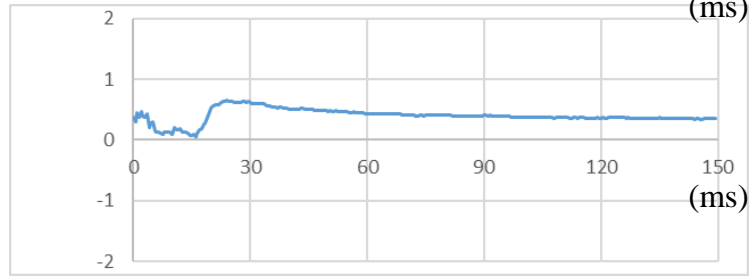
그림 6.24 벨트 3 부하의 노치 필터 설정 후 개루프 FRF 및 Nyquist

plot

위치
데이터
(count)



전류
명령
(A)



속도
피드백
(rpm)

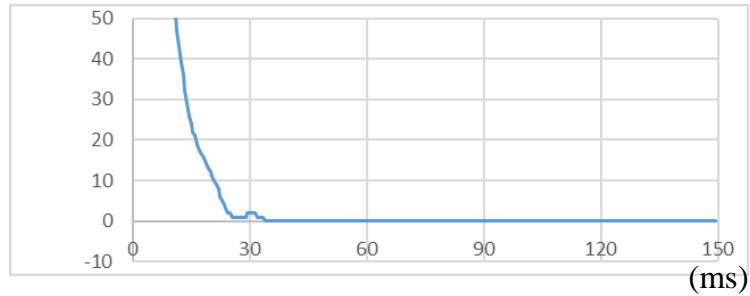
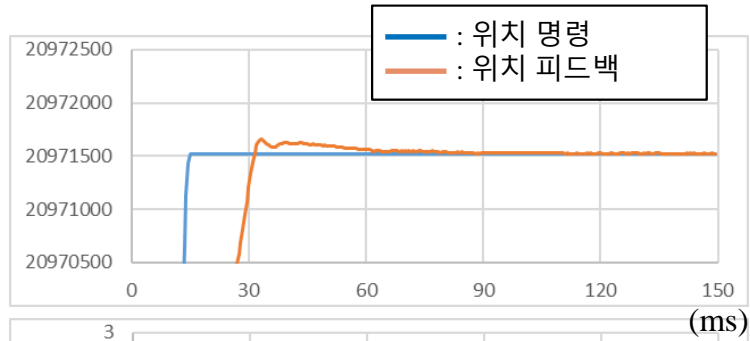
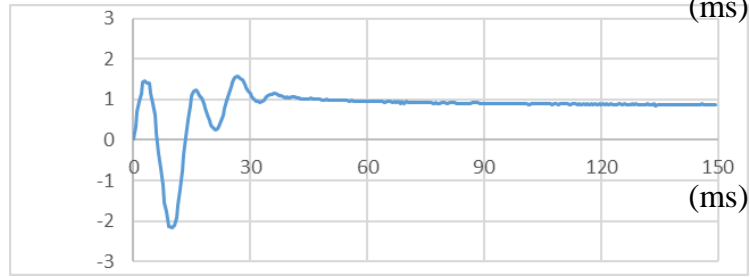


그림 6.25 벨트 1 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과

위치
데이터
(count)



전류
명령
(A)



속도
피드백
(rpm)

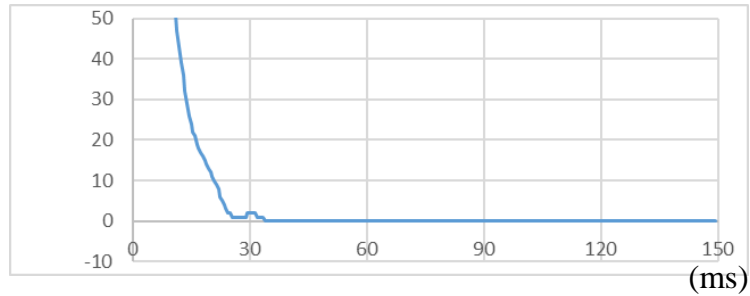
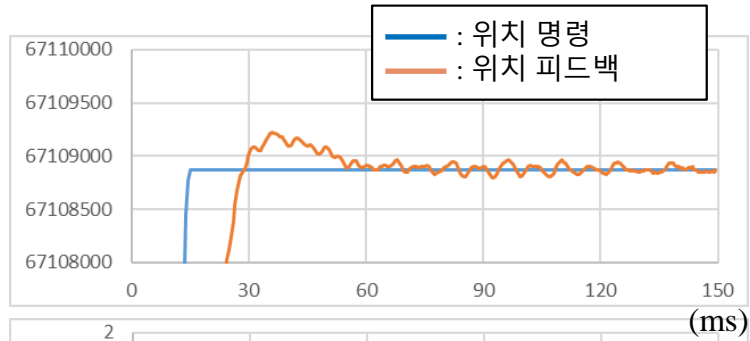
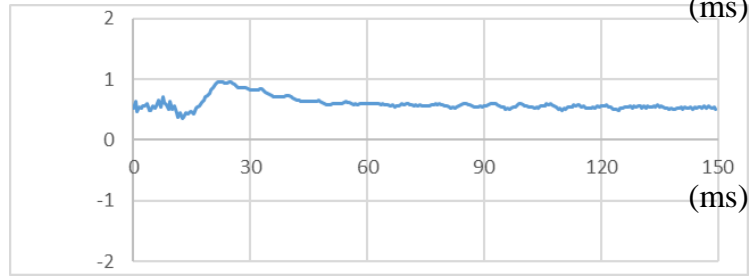


그림 6.26 벨트 2 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과

위치
데이터
(count)



전류
명령
(A)



속도
피드백
(rpm)

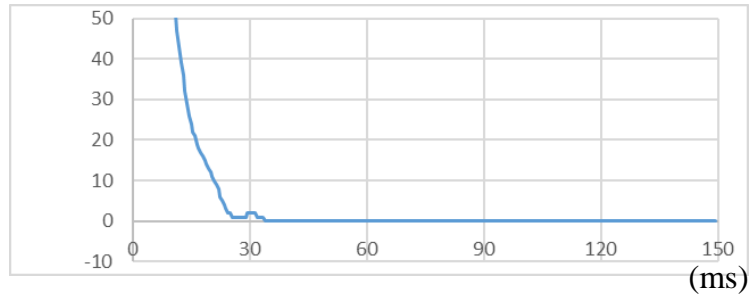


그림 6.27 벨트 3 부하의 노치 필터 설정 후 구동 실험 결과

표 6-8. 튜닝 파라미터 λ 에 따른 실험 결과

| 부하 | 설정 NF ($\lambda=0.01$) (주파수(Hz)/ Q인자/노치깊이) | 설정 NF ($\lambda=0.1$) (주파수(Hz)/ Q인자/노치깊이) |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 벨트 1 | NF1: 292/1.41/0.63 NF2: 522/1.41/0.73 NF3: 1111/1.41/1.00 NF4: 1583/1.41/0.89 NF5: 3101/1.41/1.00 | NF1: 358/1.41/0.75 NF2: 713/1.41/0.70 NF3: 1455/1.41/1.00 NF4: 2684/0.71/1.00 NF5: 3153/0.71/0.77 |
| 벨트 2 | NF1: 425/1.41/1.00 NF2: 644/1.41/1.00 NF3: 644/0.98/0.38 NF4: 1607/1.41/0.90 NF5: 3500/1.27/0.00 | NF1: 429/1.41/0.96 NF2: 695/0.71/0.50 NF3: 695/1.41/1.00 NF4: 695/1.36/0.00 NF5: 1584/1.41/0.90 |
| 벨트 3 | NF1: 269/1.41/0.68 NF2: 477/1.41/0.56 NF3: 1668/1.41/0.75 NF4: 3179/1.41/1.00 NF5: 3324/0.707/1.00 | NF1: 264/1.41/0.66 NF2: 462/1.41/0.58 NF3: 1899/0.71/1.00 NF4: 1899/1.41/1.00 NF5: 3500/1.41/0.00 |

제 7 장. 결론

본 논문에서는 FRF를 이용한 PSO 기반의 노치 필터 파라미터 설정 방법이 제안되었다. 먼저, 위치 따라 달라지는 공진 및 FRF 측정 오차에 의한 불확실성의 영향을 고려하여 복수 개의 FRF를 이용한 새로운 안정도 지표를 제안하였다. 두번째로, cascade control system에서의 노치 필터 파라미터 설정에 대한 최적화 문제를 정의하고, PSO를 이용하여 이 파라미터들을 설정하였다. 제안된 방법에 대한 응용으로서 산업용 벨트 드라이브 시스템에서의 실험을 진행하였다. 실험으로부터 제안된 방법이 자동으로 FRF에 여러 불확실성이 있는 상황에서도 복수 개의 노치 필터 파라미터를 설정하여 시스템을 안정화하는 결과를 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- [1] M. Ruderman, M. Iwasaki, and W. Chen, “Motion-control techniques of today and tomorrow: a review and discussion of the challenges of controlled motion,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 41–55, 2020, doi: 10.1109/MIE.2019.2956683.
- [2] Y. Qin *et al.*, “Noise and vibration suppression in hybrid electric vehicles: State of the art and challenges,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 124, p. 109782, May 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.109782.
- [3] Y. Hori, H. Sawada, and Yeonghan Chun, “Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 162–168, Feb. 1999, doi: 10.1109/41.744407.
- [4] S. Katsura and K. Ohnishi, “Absolute Stabilization of Multimass Resonant System by Phase-Lead Compensator Based on Disturbance Observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3389–3396, Dec. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.903931.
- [5] Jun-Keun Ji and S. -K. Sul, “Kalman filter and LQ based speed controller for torsional vibration suppression in a 2-mass motor drive system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 564–571, Dec. 1995, doi: 10.1109/41.475496.
- [6] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, “Performance Improvement of Industrial Drives With Mechanical Elasticity Using Nonlinear Adaptive Kalman Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1075–1084, Mar. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.917081.
- [7] Y. Yoshiura, S. Kawahara, D. Horimai, T. Asai, and Y. Kaku, “Vibration Suppression Control Using an Equivalent Rigid-Body Observer,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 7, no. 5, pp. 396–402, 2018, doi: 10.1541/ieejia.7.396.
- [8] X. Liu, Y. Qi, Y. Tang, Y. Guan, P. Wang, and F. Blaabjerg, “Unified Active Damping Control Algorithm of Inverter for LCL Resonance and Mechanical Torsional Vibration Suppression,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6611–6623, Jul. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3095796.
- [9] G. Ellis and R. D. Lorenz, “Resonant load control methods for industrial servo drives,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*

- (Cat. No.00CH37129), 2000, pp. 1438–1445 vol.3. doi: 10.1109/IAS.2000.882073.
- [10] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, “Design and Analysis of Robust Active Damping for LCL Filters Using Digital Notch Filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2360–2375, Mar. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2565598.
- [11] S. –M. Yang and S. –C. Wang, “The Detection of Resonance Frequency in Motion Control Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3423–3427, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2306982.
- [12] W. Bahn, T.–I. Kim, S.–H. Lee, and D.–I. “Dan” Cho, “Resonant frequency estimation for adaptive notch filters in industrial servo systems,” *Mechatronics*, vol. 41, pp. 45–57, 2017, doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2016.11.004>.
- [13] T. I. Kim, J. S. Han, T. H. Oh, Y. S. Kim, S. H. Lee, and D. I. “Dan” Cho, “A new accurate discretization method for high–frequency component mechatronics systems,” *Mechatronics*, vol. 62, p. 102250, Oct. 2019, doi: 10.1016/j.mechatronics.2019.102250.
- [14] S. Golestan, J. M. Guerrero, F. Musavi, and J. C. Vasquez, “Single–Phase Frequency–Locked Loops: A Comprehensive Review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11791–11812, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2910247.
- [15] Y. Chen, M. Yang, J. Long, K. Hu, D. Xu, and F. Blaabjerg, “Analysis of Oscillation Frequency Deviation in Elastic Coupling Digital Drive System and Robust Notch Filter Strategy,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, pp. 90–101, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2825300.
- [16] Y. Chen, M. Yang, Y. Sun, J. Long, D. Xu, and F. Blaabjerg, “A Modified Bi–Quad Filter Tuning Strategy for Mechanical Resonance Suppression in Industrial Servo Drive Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 10395–10408, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3059165.
- [17] J. Kennedy and R. Eberhart, “Particle swarm optimization,” in *Proceedings of ICNN’ 95 – International Conference on Neural Networks*, Dec. 1995, pp. 1942–1948 vol.4. doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.
- [18] M. Calvini, M. Carpita, A. Formentini, and M. Marchesoni, “PSO–Based Self–Commissioning of Electrical Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 768–776, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2349478.
- [19] S. Fang, Y. Wang, W. Wang, Y. Chen, and Y. Chen, “Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System Based on

Improved Particle Swarm Optimization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5833–5846, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3128188.

[20] Z. Qi, Q. Shi, and H. Zhang, “Tuning of Digital PID Controllers Using Particle Swarm Optimization Algorithm for a CAN–Based DC Motor Subject to Stochastic Delays,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5637–5646, 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2934030.

[21] C. Kuchwa–Dube and J. O. Pedro, “Chattering performance criteria for multi–objective optimisation gain tuning of sliding mode controllers,” *Control Engineering Practice*, vol. 127, p. 105284, Oct. 2022, doi: 10.1016/j.conengprac.2022.105284.

[22] R. Kitayoshi and H. Fujimoto, “Automatic adjustment method for cascade control system based on iterative setting of stability–margin criterion circle,” *IFAC–PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 8333–8338, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.1623>.

[23] X. Wang, W. Ohnishi, and T. Koseki, “Frequency Response Data–based Disturbance Observer Design via Convex Optimization,” *IFAC–PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 8619–8624, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.512>.

[24] N. Saikumar, D. Valério, and S. H. HosseinNia, “Complex order control for improved loop–shaping in precision positioning,” in *2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC)*, 2019, pp. 7956–7962. doi: 10.1109/CDC40024.2019.9030150.

[25] M. Mae, W. Ohnishi, H. Fujimoto, K. Sakata, and A. Hara, “Frequency response data–based peak filter design applied to MIMO large–scale high–precision scan stage,” *Mechatronics*, vol. 83, p. 102733, 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2021.102733>.

[26] Y. Maeda and M. Iwasaki, “Circle Condition–Based Feedback Controller Design for Fast and Precise Positioning,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 1113–1122, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2257148.

[27] B. Mohandes, I. Boiko, and Y. Abdel–Magid, “Control System Loop–Shaping as a Mathematical Optimization Problem: An Ensemble of Models,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 137185–137197, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3011497.

[28] Y. Maeda, K. Harata, and M. Iwasaki, “A Friction Model–Based Frequency Response Analysis for Frictional Servo Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 11, pp. 5146–5155, 2018, doi: 10.1109/TII.2018.2808461.

[29] R. Kitayoshi and H. Fujimoto, “Hybrid identification with

time-series data and frequency response data for accurate estimation of linear characteristics,” in *2021 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICM46511.2021.9385701.

[30] J. Schoukens and L. Ljung, “Nonlinear System Identification: A User-Oriented Road Map,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 39, no. 6, pp. 28–99, 2019, doi: 10.1109/MCS.2019.2938121.

[31] N. Dirkx, J. van de Wijdeven, and T. Oomen, “Frequency Response Function identification for multivariable motion control: Optimal experiment design with element-wise constraints,” *Mechatronics*, vol. 71, p. 102440, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2020.102440>.

[32] 김태훈, 양대영, 오태호, 김영석, 이상훈, and 조동일, “유도전동기의 특성을 고려한 소프트 스타터 속도 제어방법 TT - Speed Control Method for Soft Starter Considering the Characteristics of Induction Motor,” in 대한전자공학회 학술대회, 대한전자공학회, 2021, pp. 561–564. [Online]. Available:

<http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE11027654>

[33] D.-Y. Yang, T.-H. Kim, T.-H. Oh, Y.-S. Kim, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, “A Current Balancing Method of Two-Phase Soft Starter for Three-Phase Induction Motor Drive System Without Current Sensor,” in *2022 13th Asian Control Conference (ASCC)*, 2022, pp. 1309–1314. doi: 10.23919/ASCC56756.2022.9828099.

[34] 김태훈, “유도 전동기의 속도 진동을 방지하기 위한 소프트 스타터 고정자 자속 기반 제어 방법 / 김태훈 [electronic resource].” 서울대학교 대학원, 서울, 2023.

[35] 반옥, “Digital Opto-electrical Pulse (DOP) 방법을 이용한 버니어 형식의 초고분해능 절대치 회전각 센서의 에러 보상 방법.” 서울대학교 대학원, 서울, 2015.

[36] 김상훈, 모터제어. 서울: 복두출판사, 2022. [Online]. Available: <http://www.riss.kr/link?id=M16055967>

[37] 설승기, 전기기기 제어론. 서울: 홍릉과학출판사, 2016. [Online]. Available: <http://www.riss.kr/link?id=M14253271>

[38] M. Araki and H. Taguchi, “Two-degree-of-freedom PID controllers,” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 401–411, 2003.

[39] A. Kiam Heong, G. Chong, and L. Yun, “PID control system analysis, design, and technology,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, no. 4, pp. 559–576, 2005, doi: 10.1109/TCST.2005.847331.

[40] A. Visioli, *Practical PID control*. Springer Science & Business Media, 2006.

- [41] R. P. Borase, D. K. Maghade, S. Y. Sondkar, and S. N. Pawar, "A review of PID control, tuning methods and applications," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 9, no. 2, pp. 818–827, 2021, doi: 10.1007/s40435-020-00665-4.
- [42] B. Kiumarsi, K. G. Vamvoudakis, H. Modares, and F. L. Lewis, "Optimal and Autonomous Control Using Reinforcement Learning: A Survey," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 29, no. 6, pp. 2042–2062, 2018, doi: 10.1109/TNNLS.2017.2773458.
- [43] J. Han, "From PID to Active Disturbance Rejection Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2011621.
- [44] M. F. Heertjes *et al.*, "Control of Wafer Scanners: Methods and Developments," in *2020 American Control Conference (ACC)*, 2020, pp. 3686–3703. doi: 10.23919/ACC45564.2020.9147464.
- [45] C. Adams and W. Singhose, "Robust Constant–Amplitude Input Shapers with Selectable Duration," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 41, no. 12, pp. 2543–2553, Sep. 2018, doi: 10.2514/1.G003720.
- [46] F. L. Lewis, D. Vrabie, and K. G. Vamvoudakis, "Reinforcement Learning and Feedback Control: Using Natural Decision Methods to Design Optimal Adaptive Controllers," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 32, no. 6, pp. 76–105, 2012, doi: 10.1109/MCS.2012.2214134.
- [47] H. Modares and F. L. Lewis, "Linear Quadratic Tracking Control of Partially–Unknown Continuous–Time Systems Using Reinforcement Learning," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 59, no. 11, pp. 3051–3056, 2014, doi: 10.1109/TAC.2014.2317301.
- [48] L. Blanken, F. Boeren, D. Bruijnen, and T. Oomen, "Batch–to–Batch Rational Feedforward Control: From Iterative Learning to Identification Approaches, With Application to a Wafer Stage," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 2, pp. 826–837, 2017, doi: 10.1109/TMECH.2016.2625309.
- [49] C. Edwards and S. Spurgeon, *Sliding mode control: theory and applications*. Crc Press, 1998.
- [50] K. D. Young, V. I. Utkin, and U. Ozguner, "A control engineer's guide to sliding mode control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 328–342, 1999, doi: 10.1109/87.761053.
- [51] Y. Eun, J.–H. Kim, K. Kim, and D.–I. 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, doi: 10.1109/87.772157.

[52] J. Kim, S.-H. Oh, and J. K. Hedrick, “Robust discrete-time variable structure control methods,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 122, no. 4, pp. 766–775, 2000.

[53] H. Lim *et al.*, “Improving Overshoot Performance of Discrete-time Sliding Mode Control with Decoupled Disturbance Compensator for Ramp-Type Disturbance,” in *2019 19th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 2019, pp. 1714–1718. doi: 10.23919/ICCAS47443.2019.8971671.

[54] J.-S. Han *et al.*, “Error-Dynamics-Based Performance Shaping Methodology for Discrete-time Sliding Mode Control with Disturbance Observer,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 52, no. 15, pp. 460–464, 2019, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2019.11.718>.

[55] J. Han, T. Kim, T. Oh, S. Lee, and D. “Dan” 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, doi: 10.1109/TIE.2019.2931213.

[56] 양대영 *et al.*, “이산 시간 슬라이딩 모드 제어가 적용된 산업용 서보 시스템에서 시지연 보상을 위한 상태 예측 방법 TT - State Prediction Method for Time-delay Compensation of Discrete-time Sliding Mode Control in Industrial Servo Systems,” in *제어로봇시스템학회 국내학술대회 논문집, 제어로봇시스템학회*, 2020, pp. 472–473. [Online]. Available:

<http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE09410530>

[57] J.-S. Han *et al.*, “Decoupled error dynamics design for discrete-time sliding mode control in industrial servo systems under control input saturation and disturbance,” *Mechatronics*, vol. 77, p. 102581, 2021, doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2021.102581>.

[58] R. Pintelon and J. Schoukens, *System Identification: A Frequency Domain Approach*. Wiley, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.co.kr/books?id=3IGJWtjGDzsC>

[59] T.-H. Oh *et al.*, “Sine-Sweep Input Generation With Minimum Energy Restriction for Obtaining a Precise Frequency Response Function in Industrial Servo Systems,” in *2021 21st International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 2021, pp. 1830–1834. doi: 10.23919/ICCAS52745.2021.9649761.

[60] J.-M. Yoon, W. Bahn, T.-I. Kim, J.-S. Han, S.-H. Lee, and

- D. “Dan” Cho, “Discrete derivative method for adaptive notch filter-based frequency estimators,” *International Journal of Control, Automation and Systems*, pp. 1–12, 2017, doi: 10.1007/s12555-016-0030-x.
- [61] T. Kim *et al.*, “Application of discrete derivative method with a new frequency mapping technique for adaptive-notch-filter based vibration control in industrial servo systems,” in *2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, 2017, pp. 414–419. doi: 10.1109/CCTA.2017.8062497.
- [62] W. Chen, J. Yang, L. Guo, and S. Li, “Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods—An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1083–1095, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2478397.
- [63] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, “A Guide to Design Disturbance Observer,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 136, no. 2, Dec. 2013, doi: 10.1115/1.4025801.
- [64] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, “Stability and Robustness of Disturbance-Observer-Based Motion Control Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 414–422, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2327009.
- [65] X. Chen and M. Tomizuka, “Optimal plant shaping for high bandwidth disturbance rejection in discrete disturbance observers,” in *Proceedings of the 2010 American Control Conference*, 2010, pp. 2641–2646. doi: 10.1109/ACC.2010.5531256.
- [66] D. -Y. Yang, T. -H. Oh, Y. -S. Kim, T. -H. Kim, S. -H. Lee, and D. -I. “. Cho, “Discrete-time Sliding Mode Control with Second-Order Decoupled Disturbance Compensator to Improve the Stability and Robustness,” in *2022 22nd International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Dec. 2022, pp. 651–655. doi: 10.23919/ICCAS55662.2022.10003681.
- [67] Y. -S. Kim, T. -H. Oh, D. -Y. Yang, T. -H. Kim, S. -H. Lee, and D. -I. “. Cho, “A New Frequency Estimator with Dynamics That Are Independent of Input Amplitude and Its Application to Notch Filters,” in *2022 22nd International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Dec. 2022, pp. 135–140. doi: 10.23919/ICCAS55662.2022.10003700.
- [68] P. A. Regalia, “An improved lattice-based adaptive IIR notch filter,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 2124–2128, 1991, doi: 10.1109/78.134453.
- [69] M. Mojiri and A. R. Bakhshai, “An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 2, pp. 314–318, 2004, doi: 10.1109/TAC.2003.821414.

- [70] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, and A. Bakhshai, "Time-Domain Signal Analysis Using Adaptive Notch Filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 85-93, 2007, doi: 10.1109/TSP.2006.885686.
- [71] M. Yazdani, A. Mehrizi-Sani, and M. %J I. T. on P. S. Mojiri, "Estimation of electromechanical oscillation parameters using an extended Kalman filter," vol. 30, no. 6, pp. 2994-3002, 2015.
- [72] L. Hsu, R. Ortega, and G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 4, pp. 698-713, 1999, doi: 10.1109/9.754808.
- [73] K. Ito, M. Iwasaki, and N. Matsui, "GA-based practical compensator design for motion control system," in *6th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings (Cat. No.00TH8494)*, 2000, pp. 453-458. doi: 10.1109/AMC.2000.862913.
- [74] Y. Maeda, S. Kunitate, E. Kuroda, and M. Iwasaki, "Autonomous Cascade Structure Feedback Controller Design With Genetic Algorithm-based Structure Optimization," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 8419-8425, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.1438>.
- [75] N. Siddique and H. Adeli, *Computational intelligence: synergies of fuzzy logic, neural networks and evolutionary computing*. John Wiley & Sons, 2013.
- [76] 양대영 *et al.*, "이산 시간 슬라이딩 모드 제어 적용시 산업용 서보 시스템에서 사전 실험 및 오프라인 튜닝이 없는 보조 상태 변수 계인의 실시간 온라인 설정 방법 TT - Real-time On-line Design Methodology for Discrete-time Sliding Mode Control Without Pre-test and Offline Tuning in Industrial Servo Systems," in 제어로봇시스템학회 국내학술대회 논문집, 제어로봇시스템학회, 2021, pp. 507-508. [Online]. Available: <http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE1060937>

Abstract

Multiple Notch–Filter Parameter Identification Using Particle Swarm Optimization With a New Stability Index for Industrial Servo Systems

Taeho Oh

Dept. of Electrical and Computer Engineering

Graduate School

Seoul National University

Industrial servo and robotic system are composed of the motor connected to various types of mechanical components, and the control performance is often limited by resonances. Notch filters are effective in suppressing these resonances, and multiple notch filters are required in various systems. It is hard to set multiple notch–filter parameters. Also, it can be subjective to manually identify these parameters. Frequency response functions (FRFs) can be utilized to identify notch–filter parameters, however, FRFs is vulnerable to the position–dependent resonant characteristics or the nonlinear effects due to measurement noise and delay. So, the method to consider these characteristics are required. This paper proposes the particle–swarm–optimization based method to identify multiple notch–filter parameters. A new stability index is defined to address uncertainty due to the FRF measurement errors and this index is applied to

identify notch-filter parameters. The experiments are performed in an industrial load-carrying system. The results show that multiple notch-filter parameters are identified using the proposed method and the high performance can be achieved.

Keywords : Frequency response function, industrial servo system, resonance suppression, particle swarm optimization.

Student Number : 2017-23517