creative commons
COMMONS DEED

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

dCollection

공학박사 학위논문

적응노치필터를 활용한 산업용 서보 시스템의 공진억제

Resonance Suppression in Industrial Servo Systems Using Adaptive Notch Filter

2019년 8월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

김 태 일

초 록

본 논문에서는 산업용 서보 시스템의 공진을 자동으로 감지하고, 억제하는 적응노치필터(adaptive notch filter, ANF)를 개발하였다. 일반적으로 서보 시스템에서 고성능을 확보하기 위해 제어기의 게인을 높이는 경우 플랜트에 내재되어 있는 공진 극점에 의해 시스템이 불안정해져 공진이 발생할 수 있다, 기존 서보 제어기는 공진 억제를 위한 제어 파라미터들을 튜닝하는 작업이 매우 복잡하다는 문제가 있었다. 특히 산업용 로봇은 적게는 수 축에서 많게는 수십 축에 달하는 서보 시스템으로 구성되어 있으며, 각 축이 서로 다른 특성을 가지므로 장비 초기 셋업에 소요되는 시간 및 비용이 상당하였다. 본 논문에서 제안한 ANF 는 자동으로 진동을 감지하면 활성화되어 진동의 주파수를 추정하고 적정 노치 깊이 파라미터를 탐색하여 노치필터를 실시간으로 튜닝함으로써 공진을 억제한다. 또한 공진이 억제되었다고 판단하면 튜닝된 노치 주파수 및 노치 깊이 파라미터를 고정 파라미터 노치필터에 설정하고 비활성화된다. 본 논문에서 제안된 ANF 기반 공진억제방법은 산업용 서보시스템에 발생하는 공진을 자동으로 감지하고, 억제하여 사용자 편의성을 높임으로써 초기설정에 소요되는 시간 및 비용을 절감할 수 있다. 또한 Nyquist 주파수 부근에서도 비교적 이산화 오차가 작은 이산화 방법을 적용해 자동공진억제방법을 구현함으로써 비교적 높은 주파수의 공진을 억제할 수 있다. 본 논문에서는 ANF 기반 공진억제방법을 실제 산업용 서보 시스템에 구현하여 실험하였으며, 수백 ~ 수천 Hz 대역의 기계공진이 발생하는 부하에 대해 성공적으로 공진억제를 수행하였다.

주요어 : 적응노치필터, 공진억제, 서보 시스템, 주파수 추정
학번 : 2016-30206

목 차

제 1 장 서 론 1

1.1. 본 연구의 배경 1

1.2. 본 연구의 의의 6

1.3. 본 연구의 구성 8

제 2 장 산업용 서보 시스템의 분석 9

2.1. 플랜트 10

2.2. 제어기 및 필터 14

제 3 장 ANF의 설계 18

3.1. 주파수 추정방법 19

3.1.1. 기존 연구 사례 19

3.1.2. 새로운 주파수 추정방법 설계 23

3.1.3. 시뮬레이션 27

3.2. 노치깊이 조절방법 31

3.2.1. 새로운 노치깊이 조절방법의 설계 32

3.2.2. 실험 및 결과 34

제 4 장 적응노치필터의 이산화 방법 43

4.1. 연속시간영역에서의 설계 후 이산화 과정 44

4.2. 기존 연구 사례 46

4.2.1. Bilinear transform 53

4.2.2. Al-Alaoui [27]의 방법 55

4.2.3. Yoon et al. [25]과 Kim et al. [26]의 방법 58

4.3. 개선된 이산화 방법 60

4.4. ANF의 이산화 과정 67

4.5. 시뮬레이션 71

4.6. 실험 및 결과 79
4.6.1. 실험환경 79
4.6.2. 실험결과 82
제 5 장 결 론 93

표 목차

표 3.1 노치 깊이에 따른 극점 및 영점 배치 3 2
표 4.1 시뮬레이션의 공통조건 7 3
표 4.2 시뮬레이션의 입력신호 파라미터 및 정상상태 오차결과 7 3
표 4.3 실험에 사용한 파라미터 조건 8 0
표 4.4 각 이산화 방법을 적용한 ANF 들의 공진억제결과..... 8 4

그림 목차

그림 1.1 산업용 서보 시스템의 주요 구성요소 [1] 4
그림 1.2 서보 시스템이 활용되는 산업용 로봇..... 5
그림 2.1 산업용 서보 시스템의 block diagram 9
그림 2.2 로터리 모터 및 볼스크류 드라이브 구성(우)과 로터리 모터 및 벨트 드라이브 구성(좌) [4]..... 11
그림 2.3 리니어 모터 구성..... 12
그림 2.4 로터리 모터 및 볼스크류 드라이브 구성의 주파수 특성 12
그림 2.5 로터리 모터 및 벨트 드라이브 구성의 주파수 특성.... 13
그림 2.6 리니어 모터의 주파수 특성 13
그림 2.7 노치깊이 변화에 따른 극점 및 영점의 변화와 주파수 특성변화..... 17
그림 3.1 ANF 를 포함하는 서보 시스템의 block diagram 18
그림 3.2 시뮬레이션 모델..... 28
그림 3.3 초기 추정주파수가 1,350 Hz 인 경우 시뮬레이션 결과 29
그림 3.4 초기 추정주파수가 100 Hz 인 경우 시뮬레이션 결과. 30
그림 3.5 노치 깊이 자동조절방법의 flowchart 33
그림 3.6 노치 깊이 조절방법 실험 시 사용한 모션 프로파일.... 34
그림 3.7 노치 깊이 조절방법 실험환경 35
그림 3.8 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (k_{depth}=0.70 인 경우) 36
그림 3.9 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (k_{depth}=0.99 인 경우) 37
그림 3.10 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (제안된 방법으로 k_{depth} 를 변화시킨 경우)..... 38
그림 3.11 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (k_{depth}=0.70 인 경우) 39
그림 3.12 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (k_{depth}=0.99 인 경우) 40

그림 3.13 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과 (제안된 방법으로 k_{depth}를 변화시킨 경우) 41
그림 4.1 이산화된 노치필터의 주파수 응답 45
그림 4.2 이산시간 미분기의 주파수 응답 49
그림 4.3 1 Hz 사인파 입력에 대한 이산시간 미분기의 출력 52
그림 4.4 Al-Alaoui [33] 방법의 s-평면에서 z-평면으로의 매핑 57
그림 4.5 제안된 방법의 주파수 및 감쇠비 왜곡 보상방법 63
그림 4.6 이산화된 적응 공진기의 주파수 응답 70
그림 4.7 1 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 800 Hz 사인파 및 백색소음) 76
그림 4.8 2 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 2,500 Hz 사인파 및 백색소음) 76
그림 4.9 3 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 3,000 Hz 사인파 및 백색소음) 77
그림 4.10 4 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 800 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스) 77
그림 4.11 5 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 2,500 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스) 78
그림 4.12 6 번 케이스의 주파수 추정결과 (입력신호 : 3,000 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스) 78
그림 4.13 실험에 사용된 PCB 검사장비 81
그림 4.14 PCB 검사장비의 수평축 주파수 응답 81
그림 4.15 Bilinear transform 및 주파수 왜곡보상방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과 85
그림 4.16 Al-Alaoui [33] 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과 86
그림 4.17 Yoon et al. [31], Kim et al. [32] 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과 87

그림 4.18 제안된 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과..... 88
그림 4.19 Bilinear transform 및 주파수 왜곡보상방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과..... 89
그림 4.20 Al-Alaoui [33] 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과..... 90
그림 4.21 Yoon et al. [31], Kim et al. [32] 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과..... 91
그림 4.22 제안된 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과..... 92

제 1 장 서 론

1.1. 본 연구의 배경

서보 시스템은 사용자로부터 지령을 입력받아 제어 대상이 해당 지령을 추종하도록 피드백 제어를 수행하는 시스템을 일컫는다. 산업용 서보 시스템은 주로 그림 1.1 과 같이 모션 컨트롤러, 서보 드라이브, 서보 모터로 구성된다. 모션 컨트롤러에서는 모션 프로파일을 생성하여 서보 드라이브에 전달한다. 서보 드라이브에서는 이를 추종하기 위하여 서보 모터의 피드백 센서 정보를 바탕으로 위치, 속도, 토크제어를 수행하여 서보 모터의 모션을 생성한다.

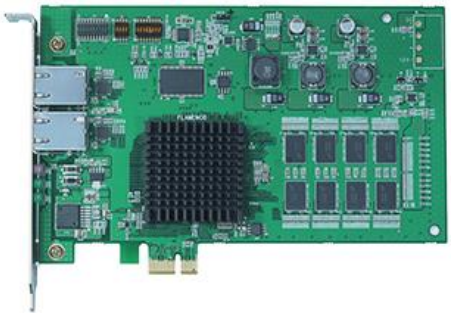
서보 시스템은 그림 1.2 와 같은 제조, 검사 등 많은 분야의 산업용 로봇에 활용된다. 이러한 산업용 로봇들은 주로 서보 모터와 볼스크류, 벨트 및 풀리, 캠, 링크, 감속기 등의 부속품의 조합으로 구성되어 있어 서보 드라이브가 대응해야 할 부하의 종류가 매우 다양하며, 사용자의 요구 사양을 충족시키 위해서는 각각의 부하에 맞는 제어 파라미터를 튜닝하는 과정이 필수적이다. 고성능을 확보하기 위해 서보 드라이브 제어기의 게인 값을 높이는 경우 플랜트에 내재되어 있는 공진 극점에 의해 시스템이 불안정해져 공진이 발생될 수 있으며, 기존 서보 제어기는 공진 억제를 위한 제어 파라미터들을 튜닝하는 작업이 매우

복잡하다는 문제가 있었다. 특히 산업용 로봇은 적게는 수 축에서 많게는 수십 축에 달하는 서보 시스템으로 구성되어 있으며, 각 축이 서로 다른 특성을 가지므로 장비 초기 셋업에 소요되는 시간 및 비용이 상당하였다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 서보 시스템에 발생하는 공진을 감지하고, 자동으로 공진을 억제하는 방법을 연구하게 되었다.

최근 IT 기술의 발전과 스마트폰 산업의 발달로 고성능 프로세서가 보급되었다. 그러나 여전히 산업용 서보 시스템과 같은 실시간 임베디드 시스템에서는 실시간 제어연산을 수행하는 데 연산량의 제약이 있다. 이에 연산량을 크게 증가시키지 않아 실시간 연산에 부담이 적으면서도 효과적으로 공진특성 분석을 분석해 공진억제를 수행할 수 있는 알고리즘을 필요로 하게 되었다.

일반적으로 제어기나 필터는 분석의 용이성 때문에 연속시간영역 혹은 s-영역에서 설계되며, 이후 이산화 과정을 거쳐 디지털 시스템 상에 구현된다. 이 과정에서 이산화 전후의 특성 차이가 발생할 수 있으며, 이를 이산화 오차라 한다. 대부분의 이산화 방법에서 샘플링 주파수의 절반인 Nyquist 주파수에 가까운 경우 이산화 오차가 커지는 문제를 보인다. 이 경우, 시스템의 샘플링 주파수를 충분히 높여 설계 대역폭과 Nyquist 주파수를 충분히 떨어뜨림으로써 문 제를 해결할 수 있으나, 실제 시스템에서는 비용 상의 문제나 물리적 한계로 이러한 접근이 불가능한 경우가 많다. 산업용 서보 시스템에서도 상기 연산량 문제와

더불어 전류 소자의 대역폭 문제, 피드백 센서인 엔코더와의 통신 소요시간 문제로 서보 시스템의 샘플링 주파수를 일정 이상 높이는 데에는 한계가 있으며, 일반적으로 샘플링 주파수는 5 ~ 20 kHz 수준으로 설계된다. 반면 서보 시스템에 내재된 기계공진은 수십 Hz 에서 수 kHz 에 이르며, 일부 부하조건에서는 공진주파수가 Nyquist 주파수에 가깝게 나타난다. 이러한 경우 이산화 오차에 의해 제어기 및 필터 특성이 연속시간영역에서 설계한 바와 다르게 동작할 수 있다. 이에 Nyquist 주파수 부근에서도 비교적 이산화 오차가 작은 이산화 방법을 적용해 자동공진억제방법을 구현함으로써 비교적 높은 주파수의 공진을 억제할 수 있는 방법을 연구하였다.



(a) 모션 컨트롤러

(b) 서보 드라이브

(c) 서보 모터

그림 1.1 산업용 서보 시스템의 주요 구성요소 [1]

(a) SCARA 로봇

(b) 부품실장장비 라인
((주)한화정밀기계 스크린프린터 및 칩 마운터[2])

(c) LCD 모듈생산장비
((주)제이스텍 PCB Bonder [3])

그림 1.2 서보 시스템이 활용되는 산업용 로봇

1.2. 본 연구의 의의

본 논문에서는 산업용 서보 시스템의 공진을 자동으로 감지하고, 억제하는 적응노치필터(adaptive notch filter, ANF)를 개발하였다. ANF 는 자동으로 진동을 감지하고, 진동의 주파수를 추정하여 노치필터를 실시간으로 튜닝함으로써 공진을 억제한다. 공진이 억제되었다고 판단하면 튜닝된 노치 주파수 및 노치 깊이 파라미터를 고정주파수 노치필터에 설정하고 비활성화된다. 본 논문의 의의를 정리하면 다음과 같다.

- 산업용 서보시스템에 발생하는 공진을 자동으로 감지하고, 억제하여 사용자 편의성을 높임으로써 초기설정에 소요되는 시간 및 비용을 절감할 수 있는 방법을 제안함.

- 공진의 주파수나 감쇠비에 따라 적절한 노치 필터 파라미터를 튜닝하는 알고리즘을 개발해 ANF 를 구현함으로써 다양한 부하조건에서 동작가능한 공진억제방법을 제안함.

- Nyquist 주파수 부근에서 이산화 오차를 줄일 수 있는 이산화 방법을 적용함. 이는 연속시간영역에서 설계한 제어기 및 필터를 이산화하는 과정에서 공통적으로 사용할 수 있는 방법임.

본 논문에서는 ANF 기반 공진억제방법을 산업용 서보 시스템에 한정하여 실험하였다. 그러나 향후 감쇠비가 비교적 낮은 공진 극점에 의해 공진이 발생하는 일반적인 페루프 제어시스템에 대해서 자동으로 공진을 감지해 억제하는 방법으로 적용이 가능할 것이다.

1.3. 본 연구의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2 장에서는 산업용 서보 시스템의 특징을 살펴본다. 주로 사용되는 기계 부하의 특성을 분석하고, 서보시스템의 안정적인 동작을 위해 사용하는 제어기 및 각종 필터에 대해 기술한다. 공진억제를 위해 사용하는 노치 필터에 대해 상세히 들여다 본다. 3 장에서는 상기 노치필터를 자동으로 튜닝함으로써 공진을 억제하는 ANF 에 대해 기술한다. 기존 연구내용을 살펴보고, ANF 의 주파수 추정방법 및 노치깊이 조절방법을 설명한다. 4 장에서는 연속시간영역에서 설계된 ANF 를 이산화하는 과정에 대해 소개한다. 특히 기존 이산화 방법들에 비해 Nyquist 주파수 부근의 고주파 영역에서 공진억제성능을 향상시키는 이산화 방법에 대해 소개한다. 이산화된 ANF 를 PCB 검사 장비의 서보 시스템에 구현하여 공진억제성능을 평가하였다. 마지막으로, 5 장에서는 향후 연구방향에 대한 소개와 더불어 결론을 제시한다.

제 2 장 산업용 서보 시스템의 분석

산업용 서보 시스템은 일반적으로 그림 2.1 과 같이 폐루프 시스템으로 구성된다. 많은 경우 로터리 모터를 사용하는 서보 시스템에서는 로터리 엔코더가 피드백 센서로 활용된다. 한편 리니어 모터를 사용하는 경우에는 홀 센서, 혹은 리니어 스케일이 피드백 센서로 활용된다.

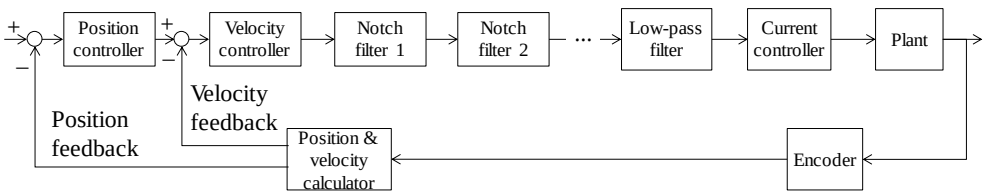


그림 2.1 산업용 서보 시스템의 block diagram

2.1. 플랜트

산업용 서보 시스템은 직교로봇 형태의 산업용 로봇에 널리 적용된다. 이 때 선형 모션을 만들어내기 위해 그림 2.2 의 우측과 같이 로터리 모터에 볼스크류 드라이브를 연결한 형태, 그림 2.2 의 좌측 같이 로터리 모터에 벨트 드라이브를 연결한 형태, 그림 2.3 과 같이 리니어 모터에 부하를 연결한 형태가 주로 사용된다. 볼스크류 드라이브는 부하 강성이 비교적 높아서 서보 시스템 구성 시 높은 응답성을 기대할 수 있는 장점이 있다. 그림 2.4 는 그림 2.2 의 볼스크류 드라이브의 주파수 특성을 나타낸다. 800 Hz 이상의 비교적 높은 대역에 감쇠계수가 작은 공진점이 나타나는 특징이 있다. 벨트는 가격이 비교적 저렴하다는 장점이 있으나, 부하 강성이 비교적 낮아서 서보 시스템 구성 시 높은 응답성을 기대기 어렵다는 단점이 있다 그림 2.5 는 그림 2.2 의 벨트 드라이브의 주파수 특성을 나타낸다. 500 Hz 이상의 비교적 낮은 대역에 감쇠계수가 큰 공진점이 나타나는 특징이 있다. 리니어 모터는 직접 선형운동을 하는 구동부를 가지므로, 공진이 비교적 적게 일어나 높은 응답성을 기대할 수 있는 장점이 있는 반면, 비교적 가격이 높다는 단점이 있다. 그림 2.6 은 그림 2.3 의 리니어 모터의 주파수 특성을 나타낸다. 감쇠계수가 비교적 작은 공진 극점이 나타나지 않는 특징이 있다.

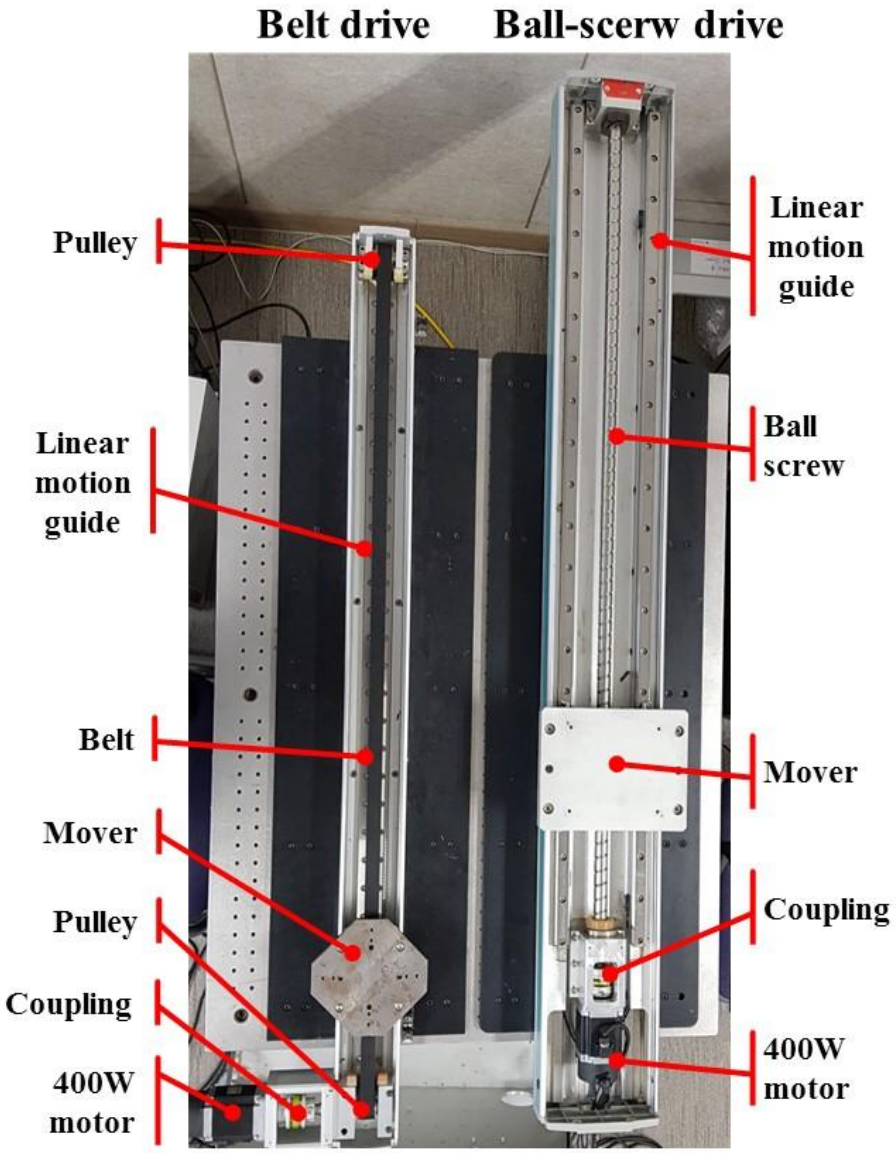


그림 2.2 로터리 모터 및 볼스크류 드라이브 구성(우)과 로터리 모터 및 벨트 드라이브 구성(좌) [4]

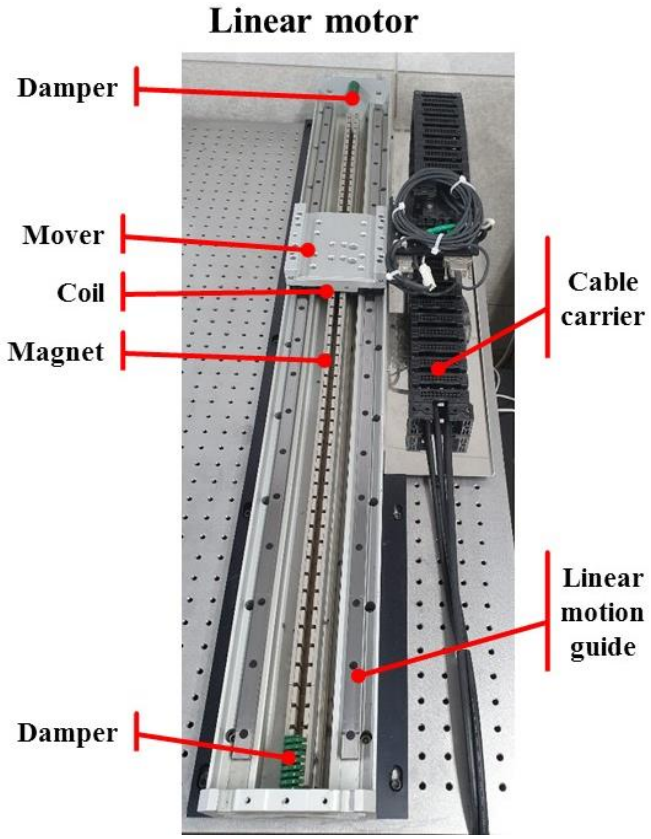


그림 2.3 리니어 모터 구성

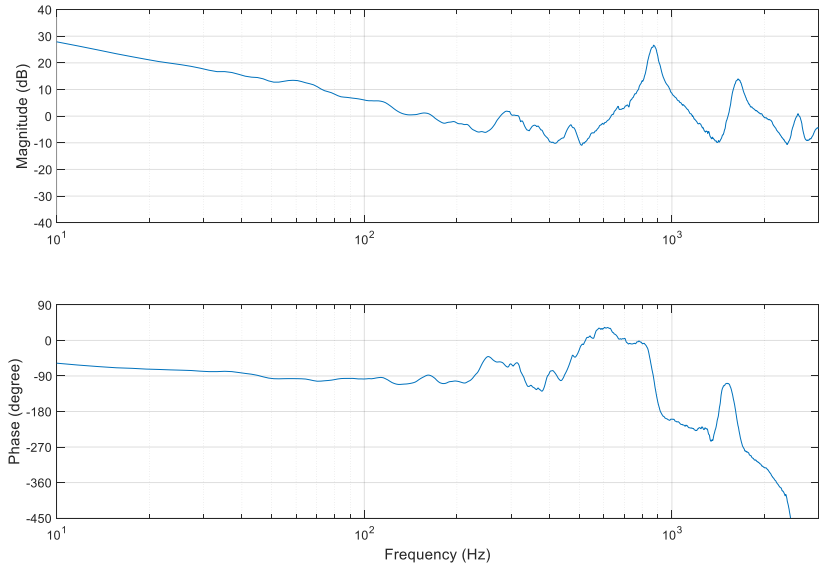


그림 2.4 로터리 모터 및 볼스크류 드라이브 구성의 주파수 특성

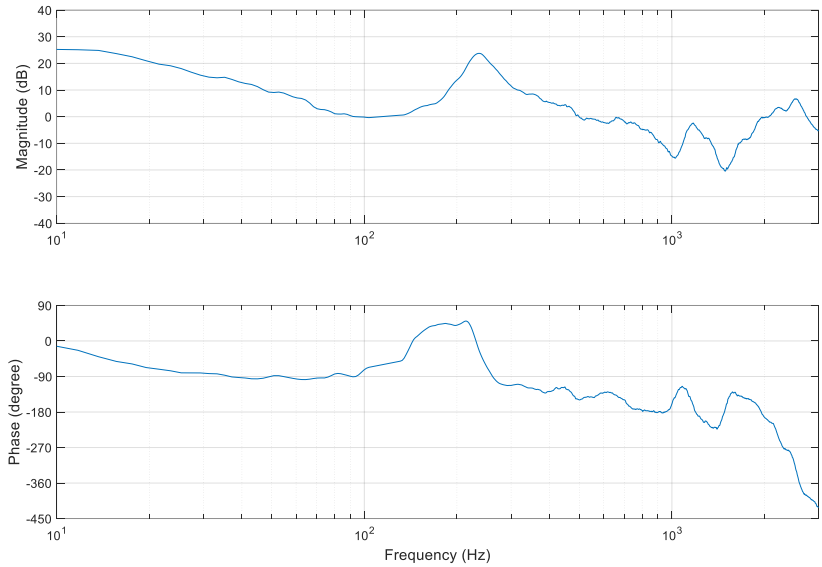


그림 2.5 로터리 모터 및 벨트 드라이브 구성의 주파수 특성

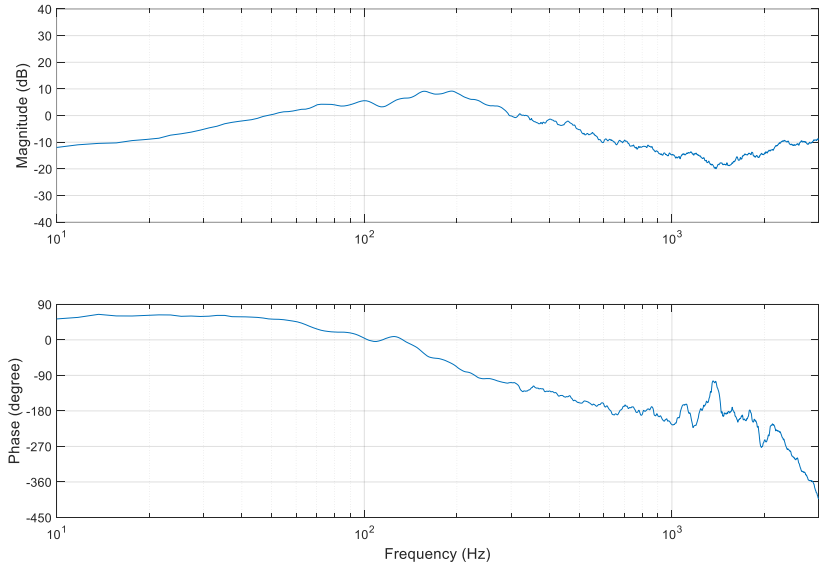


그림 2.6 리니어 모터의 주파수 특성

2.2. 제어기 및 필터

산업용 서보 시스템의 플랜트를 안정적면서도 원하는 성능을 내도록 제어하기 위해서 제어기 및 필터를 설계 및 적용함으로써 피드백 시스템의 개루프 및 폐루프 특성을 보상한다. 이 때 제어기 및 필터는 주로 연속시간영역에서 설계되어 이산화 과정을 거쳐 서보 드라이브의 프로세서 상에 디지털 시스템으로 구현된다. 이 이산화 과정에서의 근사로 인해 고주파 영역에서 원치 않는 주파수 특성변화가 발생할 수 있으며, 이를 완화하는 방법은 4 장에서 다룬다. 산업용 서보 시스템에서는 구조가 간단하면서도 그 특성이 잘 알려진 비례-적분-미분(proportional-integral-differential, PID) 제어기가 널리 사용된다. 한편 최근 산업용 서보 시스템에 슬라이딩 모드 제어를 적용하여 외란 및 파라미터의 불확실성에 강인한 제어를 수행하는 연구들이 진행된 바 있다.[5-10]

위치 및 속도 지령의 quantization 에 의한 영향, 위치 피드백의 quantization 에 의한 영향, 센서 잡음 등에 의해 발생하는 고주파 잡음을 감쇠시키기 위해 loop 내부에 저역통과필터(low-pass filter, LPF)가 사용된다. LPF 는 차단주파수 주변 대역부터 위상 지연을 발생시키는 특징이 있다. LPF 의 차단주파수를 낮출수록 고주파 잡음은

잘 제거되지만, 시스템의 대역폭이 낮아지고 경우에 따라서 위상 지연에 의해 시스템의 안정도 여유가 낮아질 수 있다.

플랜트의 기계공진을 억제하기 위해 노치필터가 널리 사용된다. 일반적으로 여러 진동모드를 갖는 부하에 대응하기위해 노치필터를 복수개 사용한다. 노치필터는 아래와 같은 bi-quad filter 형태로 사용한다.

$$G_{NF}(s) = \frac{s^2 + (1-k_{\text{depth}})\frac{\omega_{NF}}{Q_{NF}}s + \omega_{NF}^2}{s^2 + \frac{\omega_{NF}}{Q_{NF}}s + \omega_{NF}^2} \quad (1)$$

ω_{NF} 은 노치 주파수이고, Q_{NF} 는 노치필터 극점의 Q-factor 로, 노치 폭을 결정하며, k_{depth} 는 노치필터 극점과 영점의 Q-factor 비율을 결정하는 파라미터로, 노치 깊이를 결정한다. 노치필터의 영점은 감쇠계수가 작은 플랜트의 공진점 부근에 위치하고, 노치필터의 극점은 동일한 주파수에 큰 감쇠계수를 갖도록 설계한다. 이를 통해 공진을 발생시키는 플랜트 극점의 영향을 감소시킨다. 그림 2.7 는 노치 깊이에 따라 변화하는 노치필터 극점, 영점의 s-평면 상에서의 위치와 주파수 특성을 보여준다. 노치필터는 노치 주파수 부근의 비교적 좁은 대역에서 차단 대역이 생긴다. 또한 노치 주파수를 기준으로 낮은 주파수 대역에서는 위상 지연을, 높은 주파수 대역에서는 위상 앞섬을 보인다. 따라서 노치 주파수가 플랜트의 공진점의 주파수와 일정 이상 달라지면

공진억제효과가 나타나지 않는다. 또한 노치 주파수가 일정이하로 낮아지거나, 노치 깊이가 불필요하게 크게 설정되는 경우, 저주파 영역의 위상 지연으로 인해 −180° crossover 주파수가 낮아지며 게인 마진을 감소시키는 효과를 나타낼 수 있다.

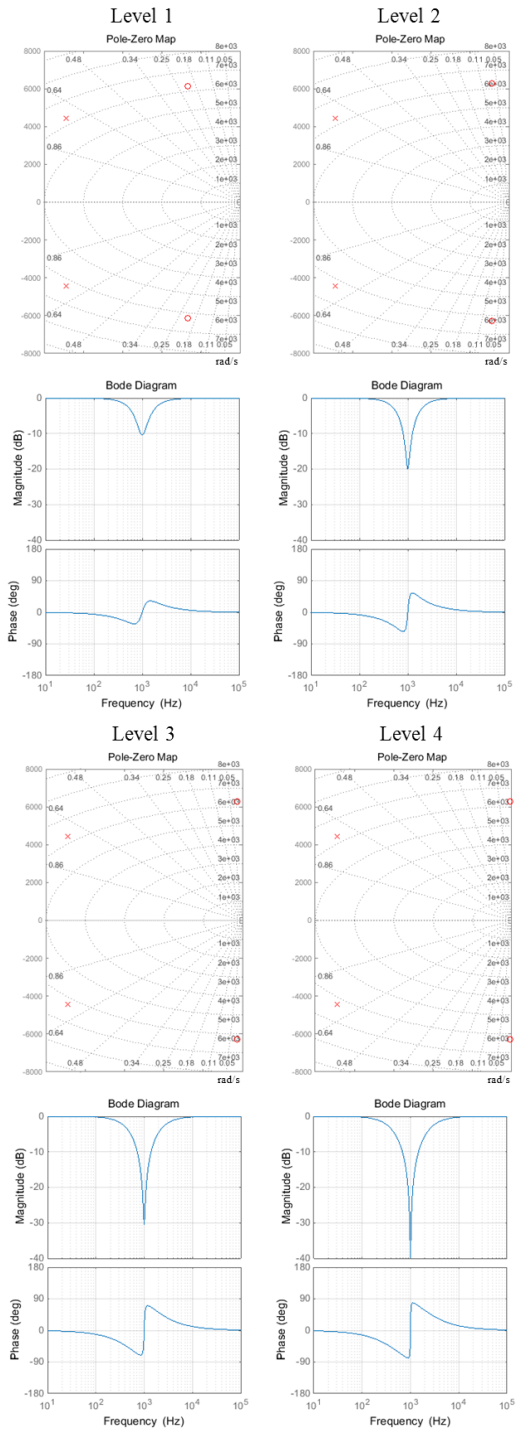


그림 2.7 노치깊이 변화에 따른 극점 및 영점의 변화와 주파수 특성변화

제 3 장 ANF 의 설계

본 장에서는 ANF 기반 자동 공진억제 방법을 설계한다. 본 논문에서 제안하는 ANF 를 포함하는 서보 시스템은 그림 3.1 과 같이 나타낼 수 있다. ANF 는 자동으로 진동을 감지하고, 진동의 주파수를 추정하여 노치필터를 실시간으로 튜닝함으로써 공진을 억제한다. 공진이 억제되었다고 판단하면 튜닝된 노치 주파수 및 노치 깊이 파라미터를 고정주파수 노치필터에 설정하고 비활성화된다. 이 과정을 반복하여 복수개의 노치필터를 순차적으로 튜닝한다.

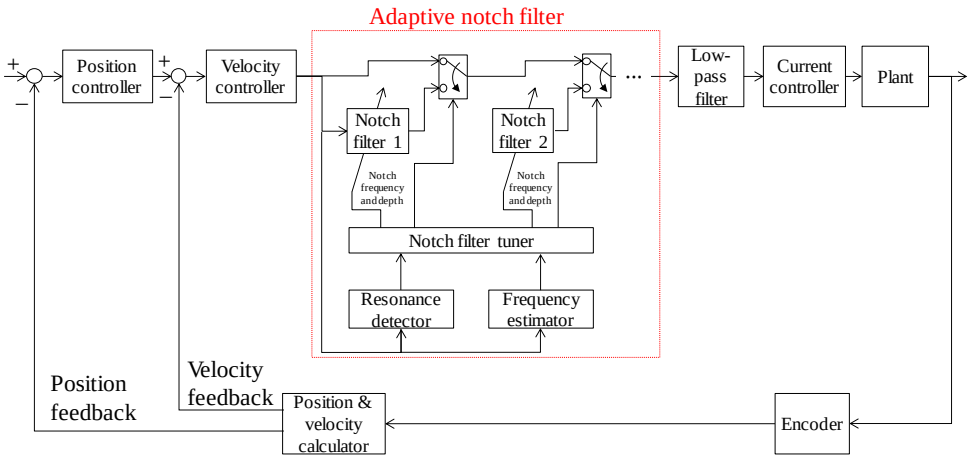


그림 3.1 ANF를 포함하는 서보 시스템의 block diagram

3.1. 주파수 추정방법[1]

3.1.1. 기존 연구 사례

시스템 내에 발생하는 진동을 억제하는 다양한 연구가 진행되어왔다. Singer [11]에 의해 input shaper 방법이 제안된 바 있다. Input shaper 는 reference 입력을 shaping 하는 FIR 필터형태로, 크레인과 같이 가감속 시 발생하는 저주파 endpoint vibration 을 감소시키는 방법으로 주로 사용된다. Input shaper 는 폐루프 외부에 위치하여 stability 를 저해시킬 염려가 없고, 그 구조가 매우 단순하다는 장점이 있다. 그러나 loop 밖에 위치한 필터이므로 폐루프 내의 안정성을 향상시키지 않아서 공진에 의해 시스템이 불안정해지는 상황에는 효과가 없다. 이 외에도 진동의 주기 절반이상의 시지연이 발생하는 특징이 있다.

Shim et al. [12]에 의해 제안된 Adaptive output regulation 방법은 adaptive algorithm 을 통해 진동의 주파수를 추정하고, output regulator 를 tuning 해 주기적인 disturbance 의 영향을 제거한다. 이 때 Output regulator 를 state observer 및 state feedback 으로 구성하여 pre-existing controller 에 대한 정보 없이도 controller state 및

[1] 본 절의 내용은 Mechatronics 저널 논문[50]에 투고한 내용을 토대로 작성하였음.

disturbance 를 추정해 진동을 억제할 수 있는 장점이 있다. Optical disc drive 에서 disc 와 회전축이 맞지 않아 발생하는 주기적인 disturbance 를 제거하는 데 적용된 바 있다. 이 때 샘플링 주파수는 88.2 kHz, disturbance 의 주파수는 60 ~ 70 Hz 로 상대적으로 매우 낮은 주파수의 외란을 제거하는 데 사용되었다. 또한 dynamic controller 에 의해 폐루프 시스템이 안정화됨을 가정하므로, 공진에 의해 시스템이 불안정해지는 상황에는 적용이 불가하다.

Lee et al. [13]는 서보 시스템에서 속도 reference, 속도 error 를 입력받아 FFT 를 수행해 주파수 응답을 획득하고, 이로부터 공진주파수 및 적정 notch width 값을 구해 notch filter 를 tuning 하는 방식을 제안한 바 있다. 그러나 약 800 ms 동안 data 를 획득하여 FFT 를 수행한 뒤 notch filter 를 tuning 하므로 공진억제에 지나치게 많은 시간이 소요되는 문제가 있으며, 실시간으로 동작하기에 연산량 부담이 큰 문제가 있다.

Regalia [14]는 주파수가 알려지지 않은 사인파를 제거하는 방법으로 ANF 를 제안하였다. Regalia [14]가 제안한 ANF 는 이후에 연속시간영역으로 변환되어 Hsu *et al.* [24], Mojiri *et al.* [25] 등에 의해 분석 및 변형되었다. Mojiri *et al.* [25]가 제안한 ANF 의 주파수 추정부는 아래와 같이 적응 공진기와 주파수 추정법칙으로 구성되어 있다.

$$\ddot{x} + 2\zeta\hat{\omega}\dot{x} + \hat{\omega}^2 x = 2\zeta\hat{\omega}^2 u \,, \tag{2}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = -\gamma x(\hat{\omega}^2 u - \hat{\omega}\dot{x}) \,. \tag{3}$$

이 때 x 는 필터상태변수, u 는 입력신호, $\hat{\omega}$ 는 추정주파수, ζ 는 감쇠비, γ 추정게인이다. $\hat{\omega}$ 가 실제 진동주파수에 가까워지면 식 ()이 감소하여 추정주파수가 진동주파수에 수렴하게 된다. 입력신호가 사인파일 때, 정상상태에서 필터상태변수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x = A\sin\omega_o t \,, \tag{4}$$

$$\dot{x} = A\omega_0 \cos\omega_o t \,, \tag{5}$$

$$\ddot{x} = -A\omega_0^{\,2} \sin\omega_o t \,. \tag{6}$$

주파수 추정식인 식 (3)는 위 상태변수를 대입해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= -\gamma x(\ddot{x} + \hat{\omega}^2 x) \\ &= -\gamma x(-A\omega_0^{\,2} \sin\omega_o t + \hat{\omega}^2 A\sin\omega_o t) \\ &= -\gamma x A\sin\omega_o t\left(\hat{\omega}^2 - \omega_0^{\,2}\right) \\ &= -\gamma A^2 \sin^2\omega_0 t\left(\hat{\omega}^2 - \omega_0^{\,2}\right). \end{aligned} \tag{7}$$

이를 정리하면 다음과 같은 비례식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{\hat{\omega}} \propto -\gamma A^2\left(\hat{\omega}^2 - \omega_0^{\,2}\right) \tag{8}$$

여기서 추정주파수의 미분값, 즉 추정속도는 추정주파수 제곱과 진동주파수 제곱의 차에 비례한다. 이는 저주파, 고주파에 모두 공진성분이 존재하는 경우 문제가 될 수 있다. 예를 들어, 우선 저주파의 공진에 의해 추정주파수가 매우 낮아진 경우, 이후 고주파의 진동주파수로 수렴해 가는 시간이 지나치게 길어지는 문제가 발생할 수 있다. 이 외에도 추정속도가 입력신호의 진폭의 제곱에 비례하므로 입력신호의 진폭이 커지는 경우, 추정주파수의 변화가 급격해지는 문제가 있다. 이는 주파수 추정부의 출력에 진동을 발생시키거나 불안정하게 만들 수 있다. Hsu *et al.* [24], Mojiri *et al.* [25] 등은 이러한 문제에 대응하기 위해 스케일된 추정게인을 설정하는 방법을 제안하였다. 그러나 이 방법은 각 서보시스템에 맞게 튜닝되어야 한다.

3.1.2. 새로운 주파수 추정방법 설계

본 절에서는 이전 절에서 제기했던 문제점을 개선한 새로운 주파수 추정방법을 소개한다. 개발된 방법에서는 추정속도가 추정주파수 오차와 입력신호의 진폭에 비례하는 특성을 가지므로 복잡한 추정게인의 스케쥴링이 불필요한 장점이 있다. 추정주파수 오차에 비례하는 특성을 갖도록 설계하기 위하여 추정 주파수와 입력신호의 주파수에 비례하는 아래 두 항을 구성할 수 있다.

$$\sqrt{x\ddot{x}} = \left|A\omega_0 \sin\omega_o t\right| = \left|\omega_0\right|\left|A\sin\omega_o t\right|, \tag{9}$$

$$\sqrt{(\hat{\omega}x)^2} = \left|\hat{\omega}\right|\left|A\sin\omega_o t\right|. \tag{10}$$

식 (9), (10)을 이용해서 새로운 주파수 추정법칙을 다음과 같이 설계하였다.

$$\dot{\hat{\omega}} = -\gamma(\sqrt{(\hat{\omega}x)^2} - \sqrt{x\ddot{x}}) \tag{11}$$

새로운 주파수 추정식 (11)은 식 (4-6)을 이용해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\hat{\omega}} = -\gamma(\sqrt{(\hat{\omega}x)^2} - \sqrt{x\ddot{x}}) \qquad (12)$$
$$= -\gamma\left|A\sin\omega_o t\right|\left(\left|\hat{\omega}\right| - \left|\omega_0\right|\right)$$

$\hat{\omega}$ 와 ω_0 는 양수이므로 위와 같이 나타난다. 이를 정리하면 다음과 같은 비례식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{\hat{\omega}} \propto -\gamma A(\hat{\omega} - \omega_0) \qquad (13)$$

이로써 개발된 주파수추정 알고리즘은 주파수에 의해 추정속도나 입력신호의 진폭에 의해 크게 변화하는 문제가 감소하였다.

제안된 주파수 추정방법의 안정성을 분석하기 위해 Riedle and Kokotovic [15] 에 의해 제안된 slow adaptation 개념을 사용한다. 이는 적응게인이 충분히 작고 추정치의 변화가 상태변수의 변화보다 충분히 느릴 때 적응 시스템의 안정성은 averaged 시스템의 안정성과 동치임을 나타낸다.

상태공간에서 제안된 주파수 추정알고리즘은 다음과 같이 realization 된다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\hat{\omega}^2 & -2\zeta\hat{\omega} \end{bmatrix}\mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2\zeta\hat{\omega}^2 \end{bmatrix}u(t), \qquad (14)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = -\gamma\left(\sqrt{(\hat{\omega}x_1)^2} - \sqrt{x_1\dot{x}_2}\right). \qquad (15)$$

이 때 $\mathbf{x}=[x_1 \quad x_2]^{\mathrm{T}}$ 이다. 만약 $u(t)=A\sin(\omega_0 t)$ 이라면, frozen 주파수 파라미터에 대해 식 (14)의 정상상태응답은 다음과 같다.

$$\mathbf{x}^0(t,\hat{\omega})=a(\hat{\omega})\begin{bmatrix}\sin(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}))\\ \omega_0\cos(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}))\end{bmatrix} \tag{16}$$

이 때

$$a(\hat{\omega})=\frac{A}{D(\hat{\omega})}, \tag{17}$$

$$\phi(\hat{\omega})=\tan^{-1}\frac{-2\zeta\hat{\omega}\omega_0}{\hat{\omega}^2-{\omega_0}^2}, \tag{18}$$

$$D(\hat{\omega})=\left(\omega^2-{\omega_0}^2\right)^2+4\zeta^2\hat{\omega}^2{\omega_0}^2>0, \tag{19}$$

이다. Frozen 정상상태응답인 식 (16)을 이용해 새로운 상태변수 $\mathbf{z}$ 를 정의하면 다음과 같다.

$$\mathbf{z}=\mathbf{x}-\mathbf{x}^0(t,\hat{\omega}) \tag{20}$$

식 (20)을 이용해 식 (14)을 정리하면 아래와 같다.

$$\dot{\mathbf{z}}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ -\hat{\omega}^2 & -2\zeta\hat{\omega}\end{bmatrix}\mathbf{z}+\gamma\mathbf{x}^0_{\hat{\omega}}(t,\hat{\omega})F(t,\hat{\omega},\mathbf{z}), \tag{21}$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\omega}}&=-\gamma\left(\hat{\omega}\sqrt{\left(x_1^0(t,\hat{\omega})+z_1\right)^2}-\sqrt{\left(x_1^0(t,\hat{\omega})+z_1\right)\left(x_2^0(t,\hat{\omega})+\dot{z}_2\right)}\right).\\ &=-\gamma F(t,\hat{\omega},\mathbf{z})\end{aligned} \tag{22}$$

이 때

$$\mathbf{x}_{\hat{\omega}}^{0}(t,\hat{\omega}) = \frac{\partial \mathbf{x}^{0}}{\partial \hat{\omega}} \tag{23}$$

이다.

이제 averaging theorem 을 사용해서 Riedle and Kokotovic [15] 의 응용으로 제안된 주파수 추정식의 안정성을 보일 수 있다. 적응법칙 식 (22)의 averaged form 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\omega}}_a &= \frac{-\gamma}{T}\int_t^{t+T}\left(\sqrt{\hat{\omega}_a{}^2\left(x_1^0(t,\hat{\omega}_a)\right)^2} - \sqrt{x_1^0(t,\hat{\omega}_a)\dot{x}_2^0(t,\hat{\omega}_a)}\right)dt \\
&= \frac{-\gamma}{T}\int_t^{t+T}\left(\sqrt{\hat{\omega}_a{}^2\left(a(\hat{\omega}_a)\sin\left(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}_a)\right)\right)^2}\right. \\
&\quad \left.-\sqrt{-a(\hat{\omega}_a)\sin\left(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}_a)\right)a(\hat{\omega}_a)\omega_0{}^2\sin\left(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}_a)\right)}\right)dt \\
&= \frac{-\gamma}{T}(\hat{\omega}_a-\omega_0)\int_t^{t+T}\left|a(\hat{\omega}_a)\sin\left(\omega_0 t+\phi(\hat{\omega}_a)\right)\right|dt \\
&= \frac{-\gamma}{T}\frac{2}{\omega_0}(\hat{\omega}_a-\omega_0) = \gamma f_a(\hat{\omega}_a)
\end{aligned} \tag{24}$$

Averaged 적응식은 아래 조건들이 만족되므로 asymptotically stable 하다.

$$f_a(\hat{\omega}_a)\big|_{\hat{\omega}_a=\omega_0} = 0 \tag{25}$$

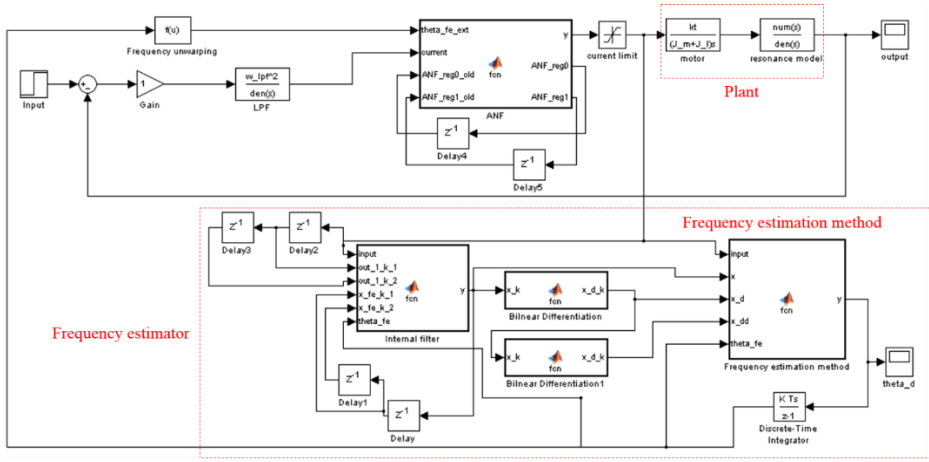
$$\left.\frac{df_a}{d\hat{\omega}_a}\right| < 0 \tag{26}$$

3.1.3. 시뮬레이션

본 절에서는 MATLAB Simulink 를 활용해 저주파 및 고주파 영역에서의 기존의 방법과 개발된 주파수 추정부의 성능을 비교한다. 기존의 방법과 개발된 주파수 추정 방법은 bilinear transform 으로 이산화하여 MATLAB simulink 상에 구현하였다. 시뮬레이션 모델은 그림 3.1 에 나타나 있다. 플랜트 모델은 공진 극점 한 쌍이 있는 two-mass 모델을 사용하였다. 제어기는 전류명령을 생성하고, 플랜트가 전류명령에 의해 구동하는 상황을 시뮬레이션 하였다. ANF 는 전류명령을 필터링하도록 구현되었으며, 주파수추정기의 출력으로 노치 주파수를 설정한다. 두 가지 주파수 추정법칙은 주파수 추정 블록 내에 구현되었다. 주파수추정관련 MATLAB 코드는 아래에 표시하였다.

시뮬레이션은 총 두 가지 케이스에 대해 진행되었다. 각각의 케이스에서 추정주파수의 초기값은 1350 Hz, 100 Hz 이며 두 케이스 모두 공진 극점은 800 Hz로 설정하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 3.3 와 그림 3.4 에 나타내었다. 첫 번째 케이스에서 두 주파수추정기 모두 60 ms 안에 진동주파수에 수렴하였고, 성공적으로 공진을 억제하였다. 두 번째 케이스에서는 기존 주파수 추정기가 공진 주파수를 추정하는데 매우 긴 시간이 걸려 공진이 억제되지 않았다. 반면 제안된 방법은 20

ms 안에 공진을 억제하였다. 이 결과들은 제안된 방법이 기존의 방법에 비해 낮거나 높은 주파수에서 효과적으로 동작하는 것을 보여준다.



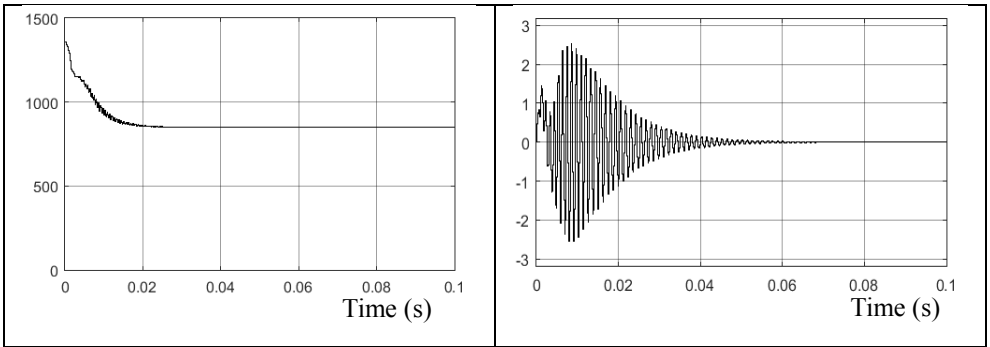
- Frequency estimation equation codes for conventional method

```
function y = fcn(input, x, x_d, x_dd, theta_fe)
theta_d=gamma_fe*x*(2*zeta_fe*x_d-theta_fe*theta_fe*input);
y = theta_d;
```

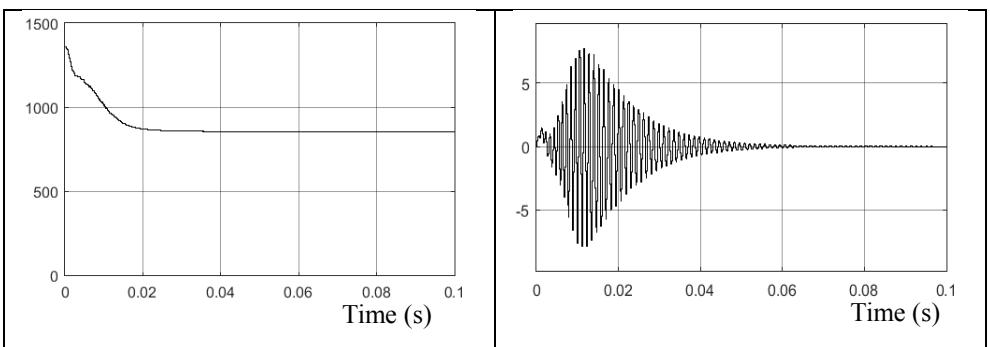
- Frequency estimation equation codes for proposed method

```
function y = fcn(input, x, x_d, x_dd, theta_fe)
theta_d=-gamma_fe*(abs(theta_fe*x)-sqrt(abs(x*x_dd)));
y = theta_d;
```

그림 3.2 시뮬레이션 모델

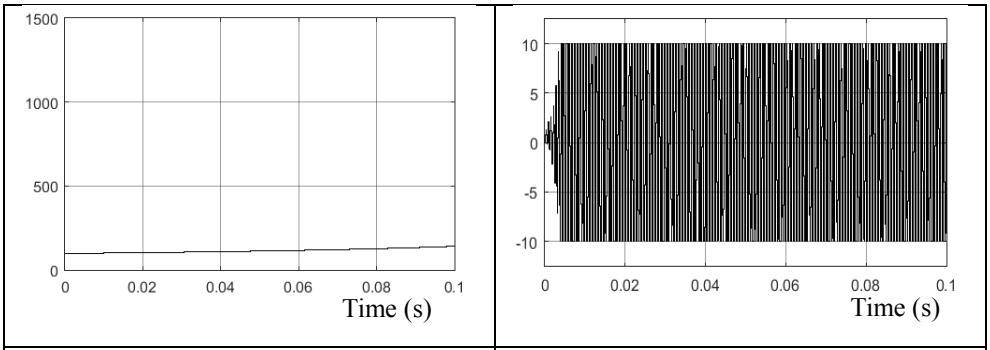


(a) 기존 주파수추정방법

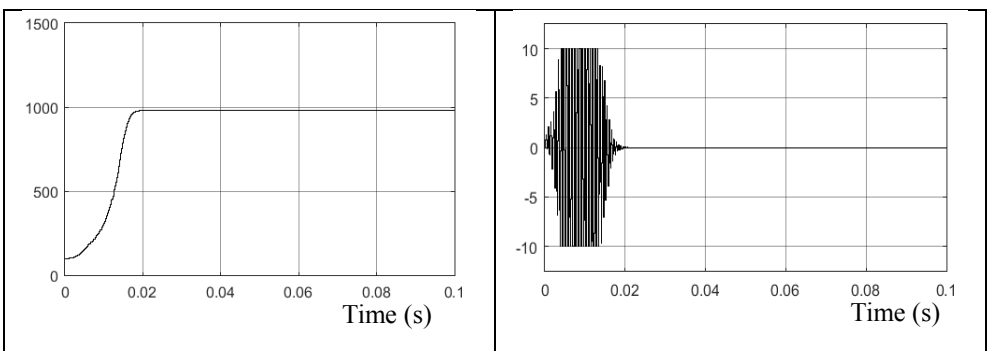


(b) 개발된 주파수추정방법

그림 3.3 초기 추정주파수가 1,350 Hz인 경우 시뮬레이션 결과



(a) 기존 주파수추정방법



(b) 개발된 주파수추정방법

그림 3.4 초기 추정주파수가 100 Hz인 경우 시뮬레이션 결과

3.2. 노치깊이 조절방법[2]

본 절에서는 노치필터의 노치깊이 파라미터를 자동으로 조절하는 방법에 대해 소개한다. 노치필터는 노치주파수를 기준으로 낮은 주파수 영역에서는 위상 지연을, 높은 주파수에서는 위상 앞섬을 보인다. 그림 2.7 에서 보인 바와 같이 노치깊이가 깊어질수록 이 위상 지연과 위상 앞섬은 증가하게 된다. 감쇠비가 비교적 큰 공진 극점이 있는 부하에서 노치깊이를 지나치게 높게 설정하는 경우 개루프 전달함수의 Bode plot 상에서 -180° crossover 주파수가 낮아지며 게인 마진을 감소시키는 효과를 나타낼 수 있다. 2 장에서 살펴본 바와 같이, 감쇠비가 큰 공진극점들은 600 Hz 미만의 저주파 대역에서 주로 위치한다. 이는 벨트 드라이브의 벨트와 같이 플랜트를 구성하는 부품의 점탄성으로 인해 저주파에 큰 감쇠비를 갖는 공진 극점이 나타나는 것으로 볼 수 있다.

[2] 본 절의 내용은 CCC 2016 학회에서 발표한 내용[56]을 토대로 작성하였음.

3.2.1. 새로운 노치깊이 조절방법의 설계

노치깊이 단계를 그림 2.7 및 표 3.1 과 같이 단계를 높여갈수록 노치깊이 파라미터가 증가하도록 정의한다. 여기서는 한 단계당 노치깊이가 약 10 dB 씩 증가하도록 설계하였다. 공진이 발생하면 노치깊이 단계를 1 단계로 시작하여 공진억제를 시도한다. 일정 크기이상의 일정기간 이상 진동이 유지될 경우, 노치깊이 파라미터를 단계적으로 높인다. 이 과정을 그림 3.5 의 flowchart 로 나타낼 수 있다.

표 3.1 노치 깊이에 따른 극점 및 영점 배치

Level	k_{depth}	$p_{NF,i} / \omega_n$	$z_{NF,i} / \omega_n$	노치 깊이 (dB)
1	0.70	0.70711 ± 0.70711j	0.21210 ± 0.97725j	10.5
2	0.90	0.70711 ± 0.70711j	0.07070 ± 0.99750j	20.0
3	0.97	0.70711 ± 0.70711j	0.02121 ± 0.99978j	30.5
4	0.99	0.70711 ± 0.70711j	0.00707 ± 0.99998j	40.0

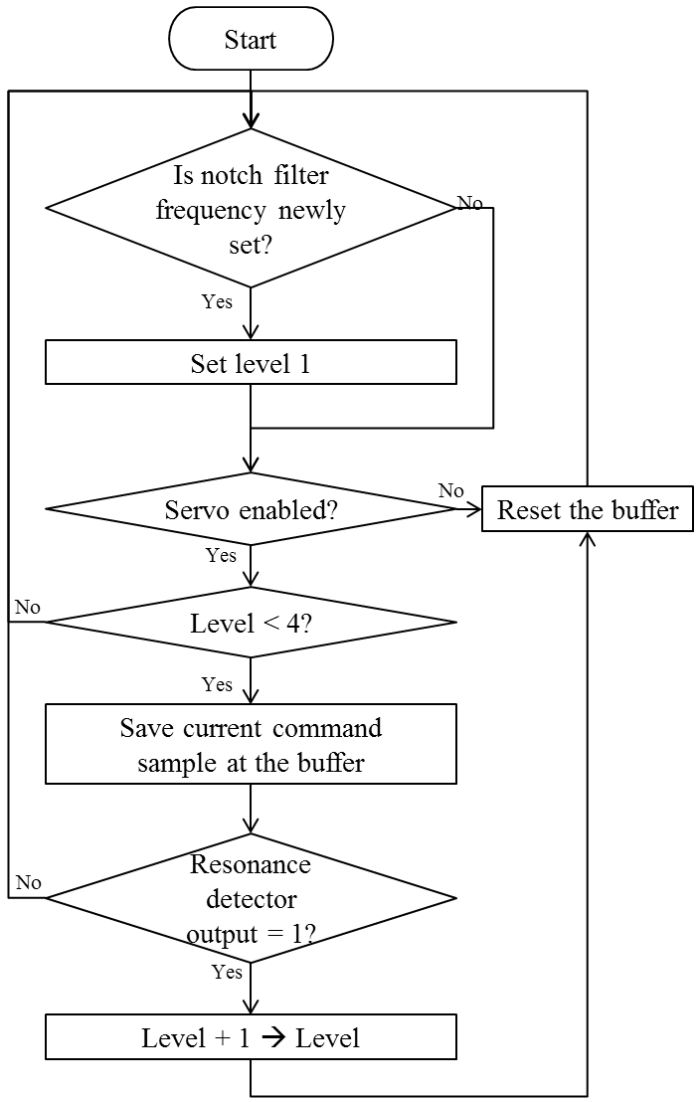
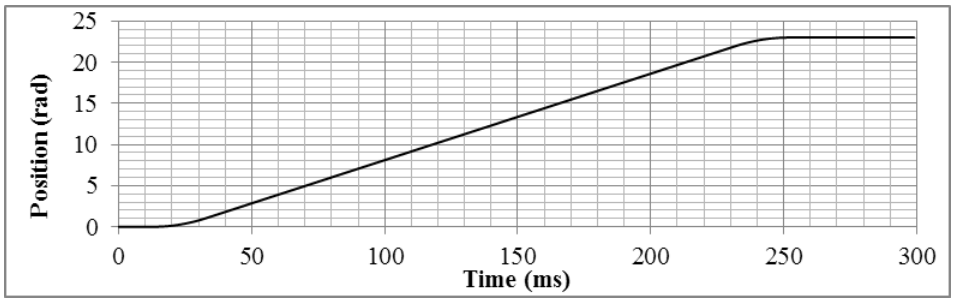


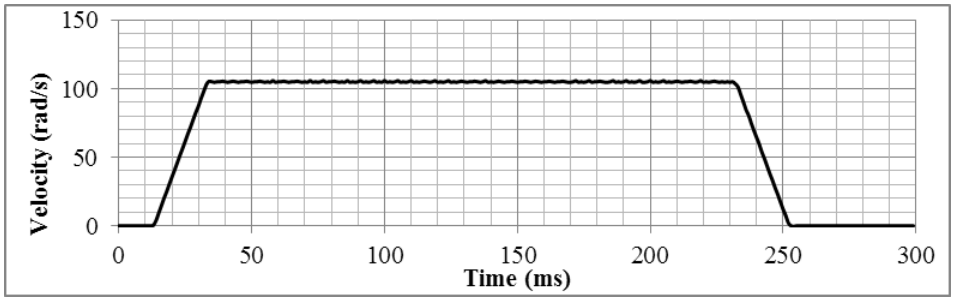
그림 3.5 노치 깊이 자동조절방법의 flowchart

3.2.2. 실험 및 결과

3.2.1 절에 소개된 방법을 실제 서보시스템에 구현하여 실험을 진행하였다. RS Automation 의 CSD7 400W 서보 시스템 두 세트에 각각 볼스크류 드라이브와 벨트 드라이브를 각각 연결하여 실험하였다. 실험에 사용한 모션 프로파일 및 실험환경은 각각 그림 3.6 및 그림 3.7 과 같다. 실험에서는 모터 속도, 전류명령, 노치 깊이 값을 측정하였다. 각각의 부하에 대하여 k_{depth}=0.70, k_{depth}=0.99 로 고정한 경우와 제안된 방법으로 k_{depth} 를 변화시킨 경우를 실험하였다. 실험결과는 그림 3.8 ~ 그림 3.13 과 같다.



(a) 위치 지령



(b) 속도 지령

그림 3.6 노치 깊이 조절방법 실험 시 사용한 모션 프로파일

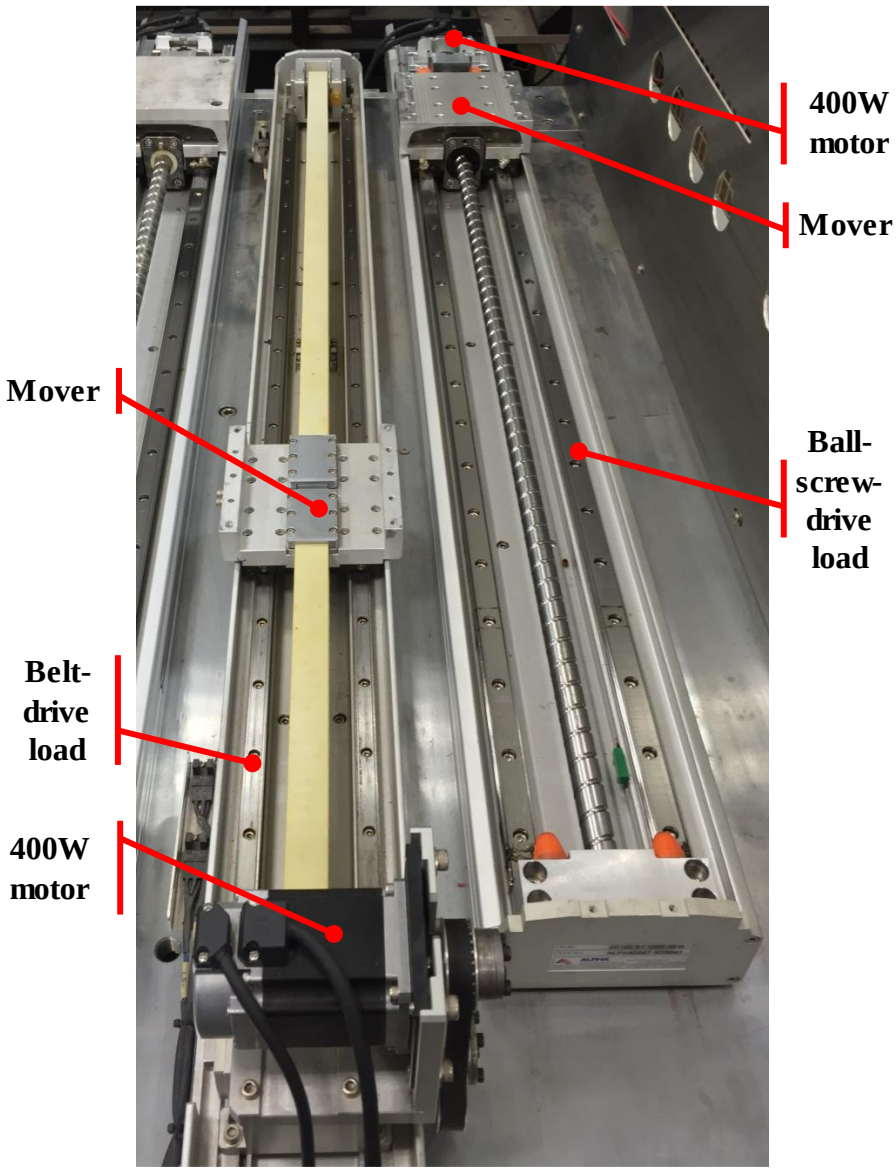
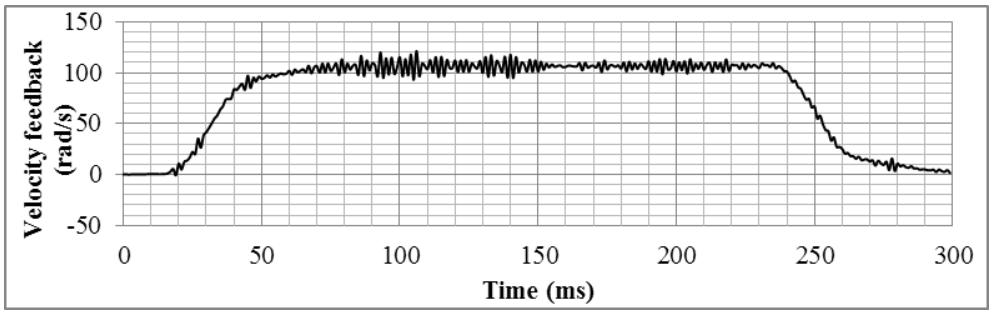
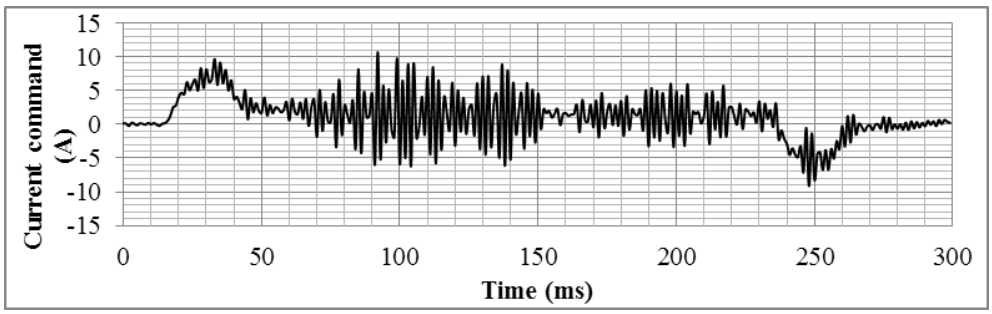


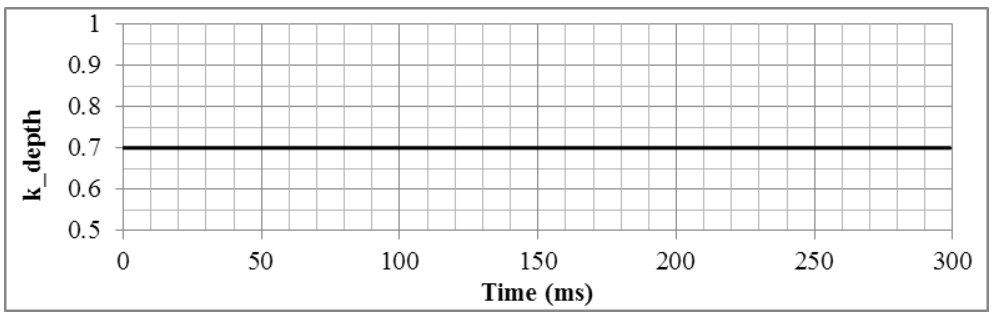
그림 3.7 노치 깊이 조절방법 실험환경



(a) 속도 피드백

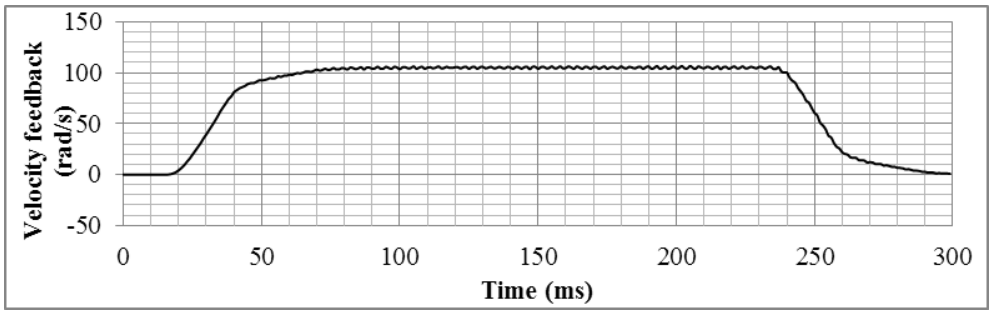


(b) 전류 피드백

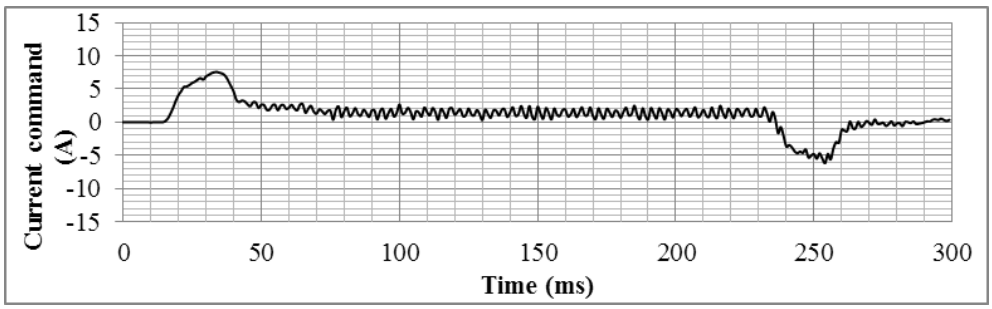


(c) k_{depth}

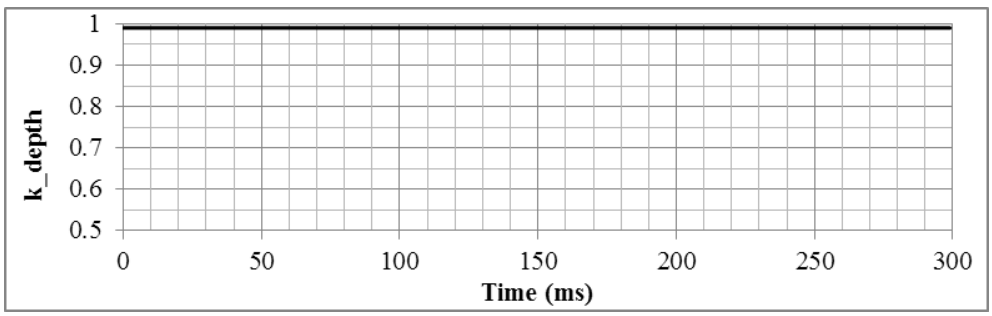
그림 3.8 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(k_{depth}=0.70 인 경우)



(a) 속도 피드백

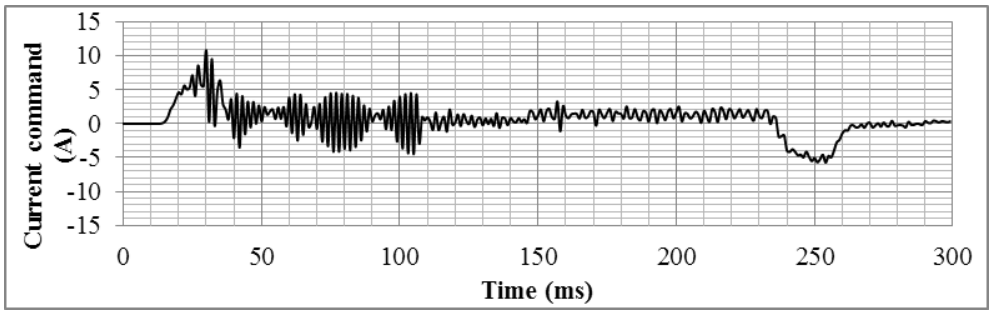


(b) 전류 피드백

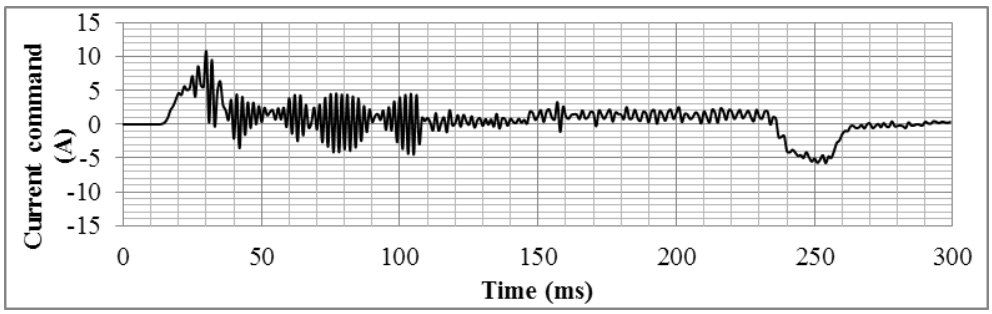


(c) k_{depth}

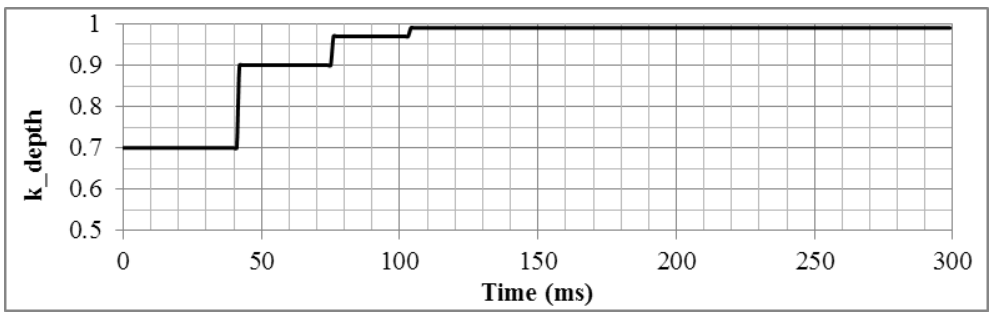
그림 3.9 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(k_{depth}=0.99 인 경우)



(a) 속도 피드백

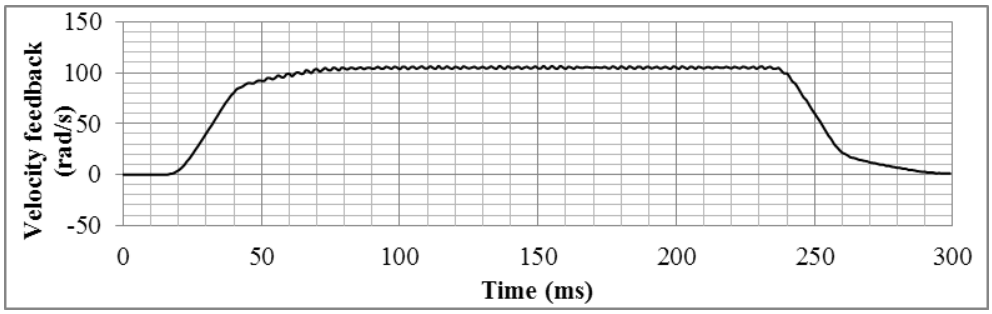


(b) 전류 피드백

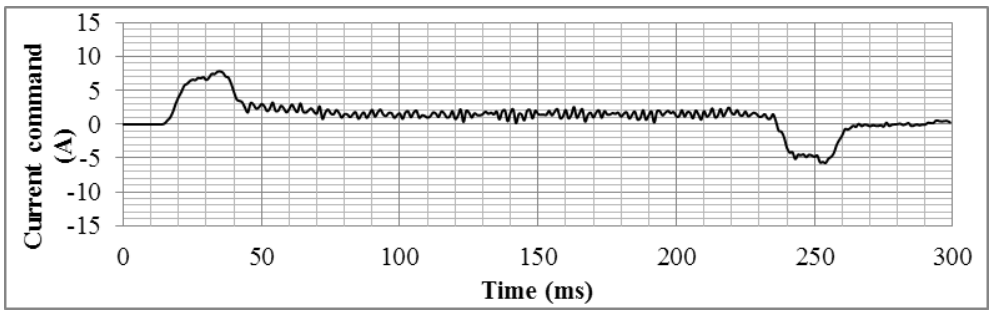


(c) k_{depth}

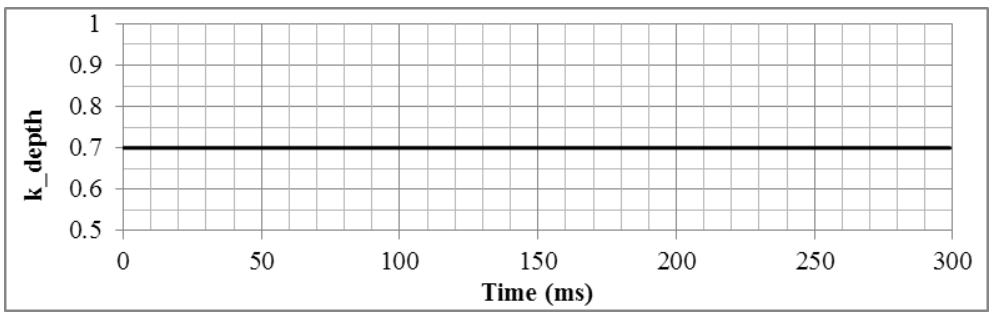
그림 3.10 볼스크류 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(제안된 방법으로 k_{depth}를 변화시킨 경우)



(a) 속도 피드백

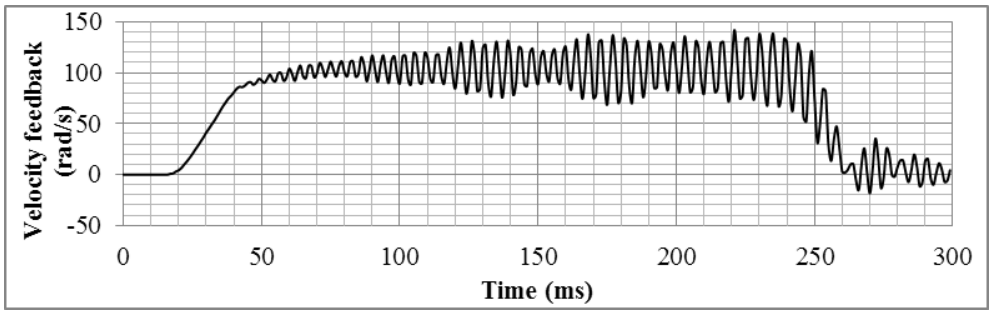


(b) 전류 피드백

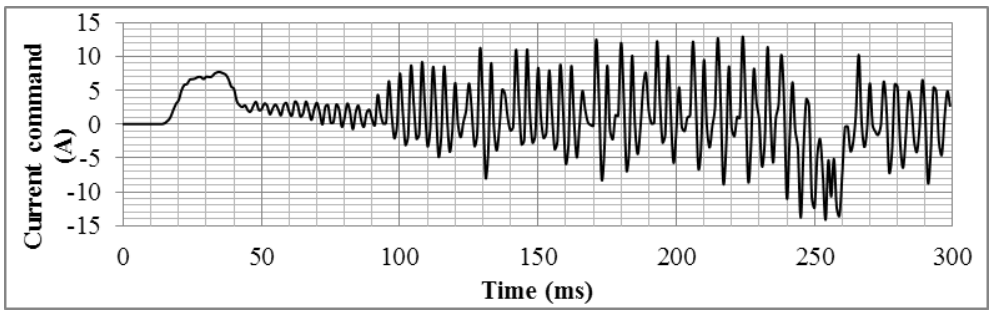


(c) k_{depth}

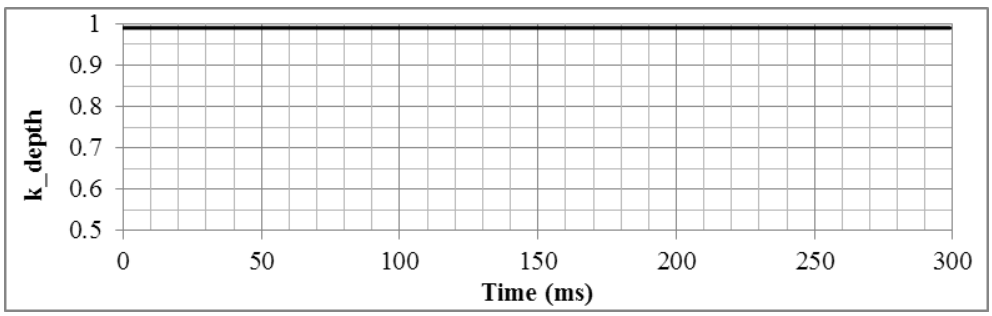
그림 3.11 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(k_{depth}=0.70 인 경우)



(a) 속도 피드백

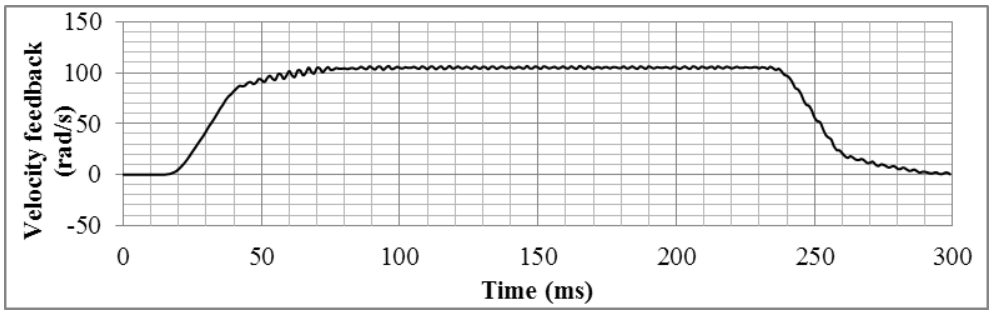


(b) 전류 피드백

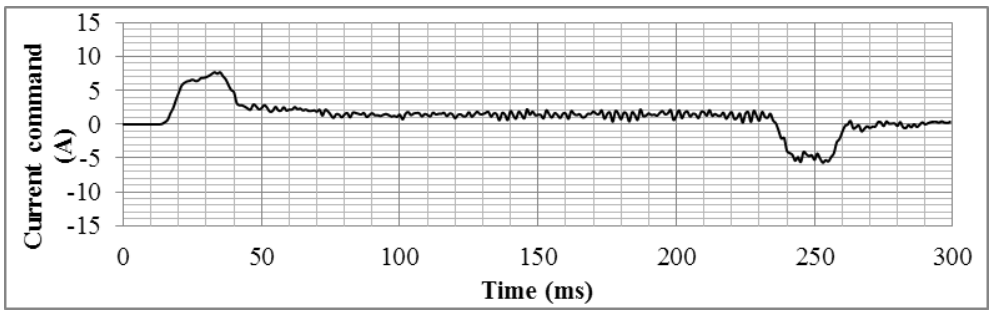


(c) k_{depth}

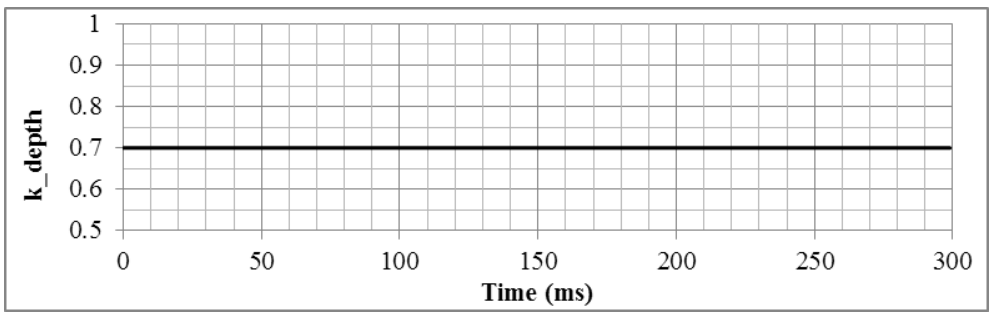
그림 3.12 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(k_{depth}=0.99 인 경우)



(a) 속도 피드백



(b) 전류 피드백



(c) k_{depth}

그림 3.13 벨트 드라이브에서의 노치 깊이 변경실험 결과
(제안된 방법으로 k_{depth}를 변화시킨 경우)

볼스크류 드라이브에서는 k_{depth}=0.70 인 경우 공진억제에 실패하였고, k_{depth}=0.99 인 경우 공진이 정상적으로 억제되었다. 또한 제안된 방법으로 k_{depth} 를 변화시킨 경우 k_{depth} 가 낮은 값에서 진동이 계속되었고, 점차 k_{depth} 가 증가하여 k_{depth}=0.99 가 된 후 공진이 억제되었다. 벨트 드라이브에서는 k_{depth}=0.70 인 경우 공진이 정상적으로 억제되었고, k_{depth}=0.99 인 경우 공진억제에 실패하였다. 또한 제안된 방법에서는 초기값인 k_{depth}=0.70 에서 공진이 억제되어 이후로 변하지 않았다.

볼스크류는 동력을 전달하는 스크류가 금속으로 이뤄져 비교적 고주파의 낮은 감쇠비를 갖는 공진 극점을 갖는다. 이 경우, 노치 깊이가 충분히 깊어서, 낮은 감쇠비를 갖는 공진 극점의 영향을 감소시킬 수 있어야만 공진억제가 가능하다. 제안된 방법에서 k_{depth} 가 증가하여 k_{depth}=0.99 가 된 후에 공진이 억제되는 것도 마찬가지 현상으로 볼 수 있다. 노치 깊이가 깊어질수록 노치주파수 이하의 대역에서 위상 지연은 증가하게 된다. 벨트 드라이브와 같이 감쇠비가 비교적 큰 공진 극점이 있는 부하에서 노치 깊이를 지나치게 높게 설정하는 경우 개루프 전달함수의 Bode plot 상에서 −180° crossover 주파수가 낮아지며 게인 마진을 감소시키는 효과를 나타낼 수 있다. k_{depth}=0.99 인 경우 공진억제에 실패한 것은 지나치게 큰 노치 깊이

값으로 인해 게인 마진이 감소하여 불안정해져 나타난 것으로 볼 수 있다.

제 4 장 적응노치필터의 이산화 방법[3]

본 장에서는 연속시간영역에서 설계된 ANF 를 이산화하는 방법을 소개한다. 본 장에서 다루는 이산화 방법은 변형된 bilinear transform 방법을 적용하되, 주파수와 감쇠비의 왜곡 현상을 보상하는 방법을 함께 적용하여 Nyquist 주파수 부근에서의 이산화 오차를 감소시켰다. 이전 연구들에서 제안된 변형 bilinear transform 방법들과 ANF 의 이산화 결과를 주파수 영역에서 비교하고, 실제 서보 시스템에 이산화된 ANF 를 구현하여 공진억제성능을 비교하였다.

[3] 본 장의 내용은 Mechatronics 저널 논문으로 투고한 내용[16]을 토대로 작성하였음.

4.1. 연속시간영역에서의 설계 후 이산화 과정

메카트로닉스 시스템에서 제어기 및 필터는 일반적으로 연속시간영역에서 설계하여 이산화과정을 거쳐 디지털 시스템 상에 구현된다. 그러나 모든 이산화 방법은 불가피하게 이산화 오차를 동반한다. 이는 이산화된 제어기 및 필터의 주파수 영역 상의 크기 및 위상 오차를 유발하고, 심지어 이산화된 신호에 진동을 발생시키도 한다. 상대적으로 높은(Nyquist 주파수에 가까운) 주파수 영역에서는 이산화된 시스템의 성능은 특히 이산화 방법에 큰 영향을 받는다. 제어연산 소요시간이나 소자의 물리적 한계에 의한 샘플링 주기의 제약으로, 많은 경우 시스템의 주요 주파수 대역이 Nyquist 주파수에 가까이 위치할 수 있다. 본 장에서는 샘플링 주파수가 8 kHz (즉, Nyquist 주파수가 4 kHz)이고, 2.6 kHz 부근에 공진 주파수가 있는 산업용 서보 시스템을 다룬다. 다음 예시는 식 (27)로 나타나는 노치필터를 널리 알려진 이산화 방법들을 적용한 결과를 비교한 것이다.

$$H_{NF}(s)=\frac{s^2+2\zeta_N\omega_n s+\omega_n{}^2}{s^2+2\zeta_D\omega_n s+\omega_n{}^2}, \qquad (27)$$

이 때 $\omega_n=5000\pi\ (2.5\,\text{kHz})$, $\zeta_N=0.0707$, $\zeta_D=0.707$ 이다. 그림에는 s-영역에서의 노치필터, 각각 forward Euler method 와 bilinear transform 으로 이산화한 노치필터의 Bode plot 을 나타내었다. 여기서 bilinear transform 의 경우, 주파수 왜곡 보상방법을 적용하였다.

Forward Euler method 를 사용한 경우, Nyquist 주파수 부근에서의 위상지연으로 인해 상대적으로 크기 및 위상 오차가 매우 크게 나타난다. Bilinear transform 을 사용한 경우, 상대적으로 크기 및 위상 오차가 작으며, 특히 노치 주파수에서는 오차가 0 이 된다. 그러나, bilinear transform 은 출력의 초기오차가 0 이 아닌 경우, 과도응답 상에 진동이 지속적으로 발생될 수 있는 문제가 있다. 또한 입력신호에 센서의 잡음이 더해지거나, 급격한 외란이 인가되는 경우에도 같은 현상이 나타날 수 있다. 이러한 상황들은 실제 시스템에서 불가피한 경우가 많다.

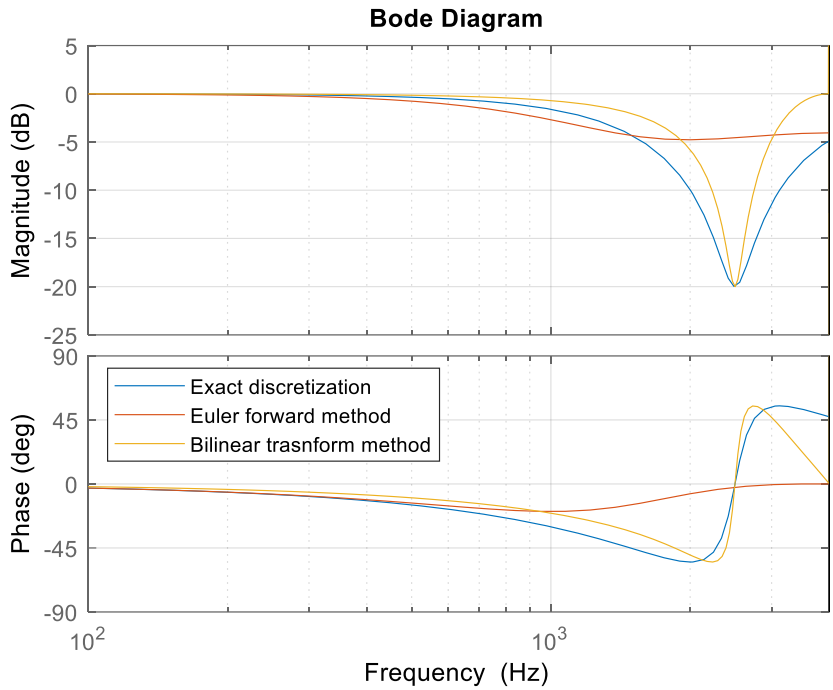


그림 4.1 이산화된 노치필터의 주파수 응답

4.2. 기존 연구 사례

연속시간영역에서 설계된 원래의 필터 및 제어기의 고주파 성능을 이산화된 후에도 유사하게 만들기 위해 많은 연구들이 진행된 바 있다. Schneider et al.은 higher-order numerical integration formulas 들과 각각의 s-to-z 매핑 함수를 제안한 바 있다. Pei and Hsu [17]는 fractional delay filter 로부터 유도된 fractional bilinear transform 를 제안한 바 있다. Gupta et al. [18] 은 널리 쓰이는 digital integration 기법 및 digital differentiator 들을 interpolating 하여 wideband recursive digital integrator 를 설계하였다. Xin et al. [19] 는 generalized integrator 에 기반한 power converter 용 digital differentiator 를 제안하였다. Nguyen-Van [20] 는 observer-based sampled-data feedback control를 제안하였으며, 이 때 discrete-time model 을 활용한 observer, continual discretization method 를 활용해 설계한 제어기가 적용되었다. Pan et al. [21] 은 LCL-type grid-connected inverter 의 active damping 을 위한 이산 미분기를 제안하였다.

특히 fractional-order 제어기 설계에서 활용되는 fractional-order 의 미분기 및 적분기 다수 제안되었다 [22-29]. Barbosa et al. [24]은 최소자승법 기반으로 fractional-order 미분기 및 적분기를

근사하는 방법을 개발하였다. Romero et al. [26] 은 Chebyshev's polynomials theory 를 활용해 비교적 정확한 근사를 수행함으로써 비교적 정확한 이산시간영역의 fractional-order 미분기 및 적분기를 이산화하는 방법을 제안하였다. Muresan et al. [27] 은 9 차 recursive Tustin method 로 구성된 이산화 방법을 적용해 DC 모터를 위한 FPGA 기반 fractional-order 제어기를 설계하였다.

Generalized integrator 기반 방법들[19, 30]이나 fractional-order 시스템을 위한 방법들[22-29]과 같은 많은 이산화 방법들은 주로 복잡한 구조의 미분기를 설계함으로써 미분기의 성능을 높이는 데 초점을 맞추고 있다. 그러나 모든 이산화 방법은 정확한 이산화 과정을 근사하므로 주파수 및 감쇠비 상에 왜곡이 발생하게 된다. 뿐만 아니라 실시간 임베디드 시스템에서는 연산능력 및 수치정밀도의 제약으로 인해 간단한 변환함수를 사용하는 이산화 방법들이 주로 사용된다. 변환함수의 분자, 분모가 상수 혹은 1 차로 이루어진 Euler method 나 bilinear transform 이 이에 해당한다. 이러한 연산능력 및 수치정밀도의 제약 안에서 이산화 오차를 극복하기 위해 단순한 변환함수를 사용하되, 주파수 왜곡 현상을 보상하는 방법을 함께 적용하는 연구가 진행되었다[31-33]. Al-Alaoui [33] 는 Euler method 와 bilinear transform 을 interpolating 하는 이산시간 적분기를 제안하였고, 이 적분기 전달함수의 역을 이용해 이산화 방법을 개발하였다. Yoon et al.

[31]은 bilinear transform 을 변형하여 극점을 $z=-1$ 에서 단위 원 내부로 이동시킴으로써 정상상태에서는 bilinear transform 에서 지속적으로 나타나던 과도진동이 감쇠되도록 하였다. Kim et al. [32]은 Yoon et al. [31] 의 방법을 적용했을 때 나타나는 주파수 왜곡현상을 보상하는 방법을 제안하였다. 이러한 변형 bilinear transform 방법들은 bilinear transform 에서 지속적으로 나타나던 과도진동이 감쇠되도록 할 수 있다. 그러나 여전히 Nyquist 주파수 부근에서 비교적 큰 크기 및 위상 오차를 가지고 있다. Bilinear transform 방법과 이를 변형한 방법들[31-33]의 특징에 대해서는 이어지는 절에서 상세히 설명한다.

이어지는 절에서 상기 방법들은 이산시간 미분기를 활용해 분석하였다. 이는 s 에서 z 영역으로의 변환식이 곧 이산시간 미분기의 전달함수와 같은 형태가 되므로 분석의 편의성을 고려한 것이다. 그림 4.2 는 이산시간 미분기들의 주파수 응답을 나타낸다. 참고로 여기에는 4.3 절에서 소개할, 개선된 이산화 방법의 결과도 함께 도시되어 있다. 이 그림에서 Al-Alaoui [33]의 방법과 4.3 절의 방법은 상대적으로 작은 크기 오차를 보이며, bilinear transform 이 가장 작은 위상 오차를 보인다. 그림 4.3 은 각 방법들의 1 Hz 사인파에 대한 미분결과를 샘플링 주파수를 변경시켜가며 도시한 것이다. 이 때 미분기 출력의 초기치는 모두 0 이고, 이는 초기오차가 0 이 아닌 상황이다. 이 그림에서 Al-

Alaoui [33]의 방법과 4.3 절의 방법이 다른 방법에 비해 더 나은 미분결과를 보인다.

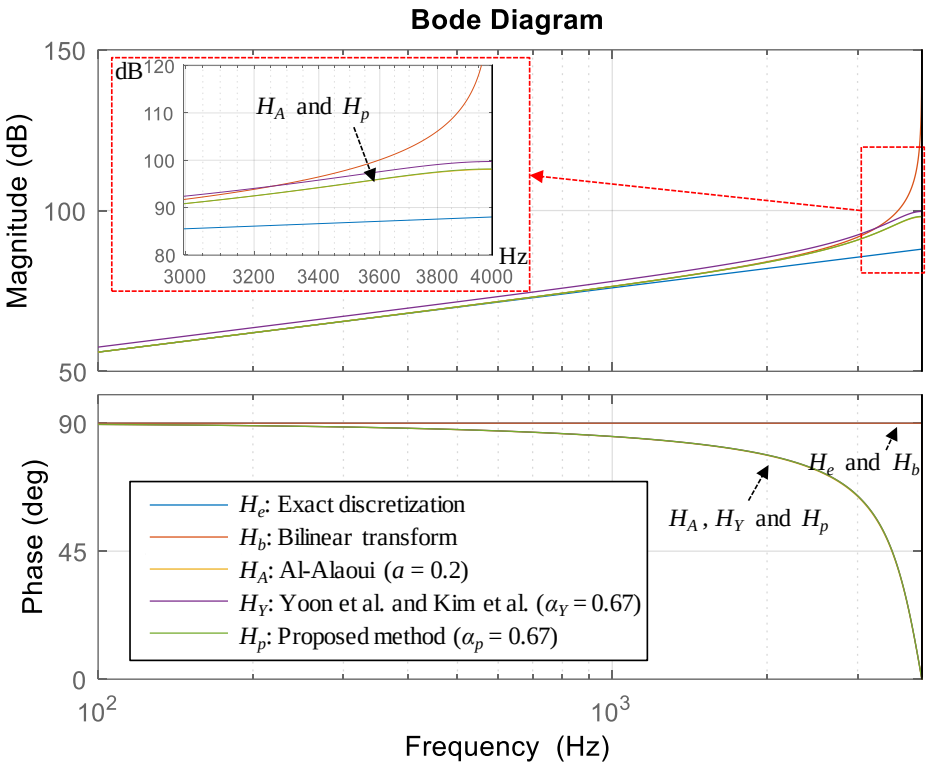
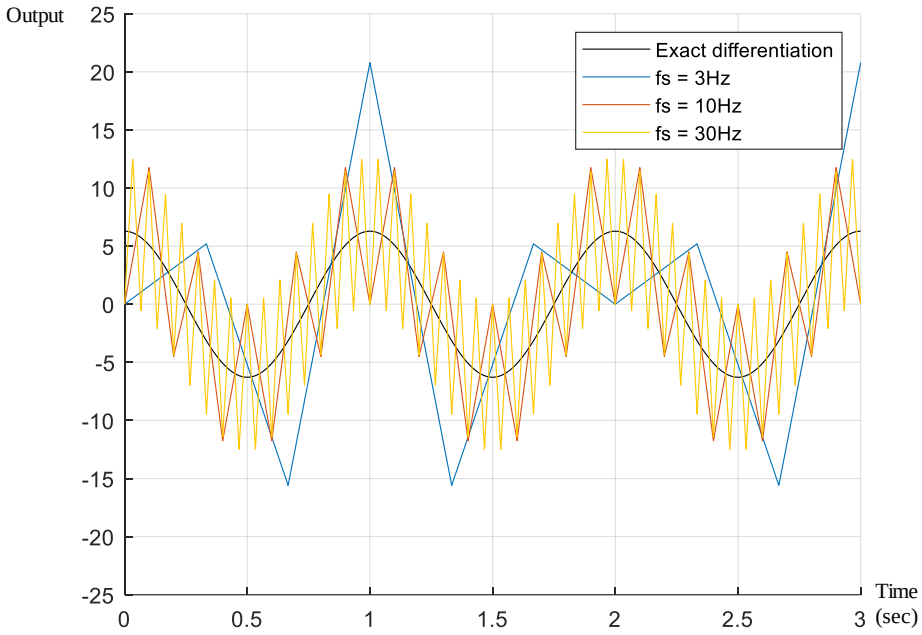
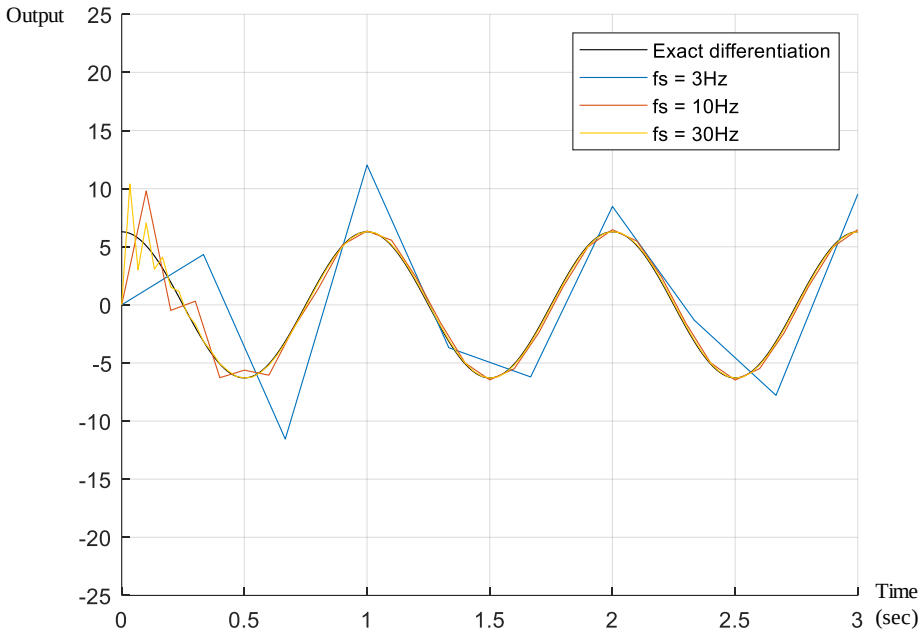


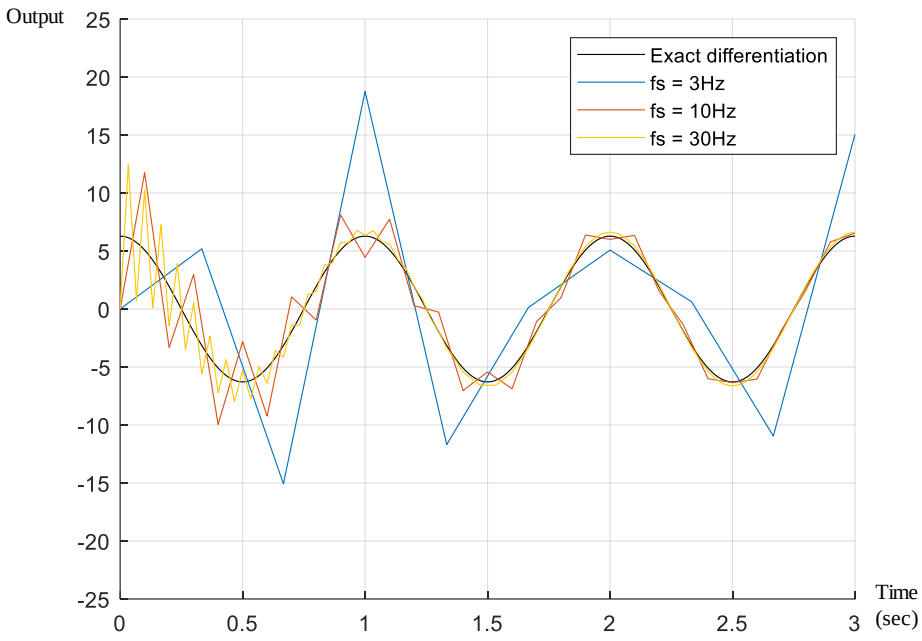
그림 4.2 이산시간 미분기의 주파수 응답



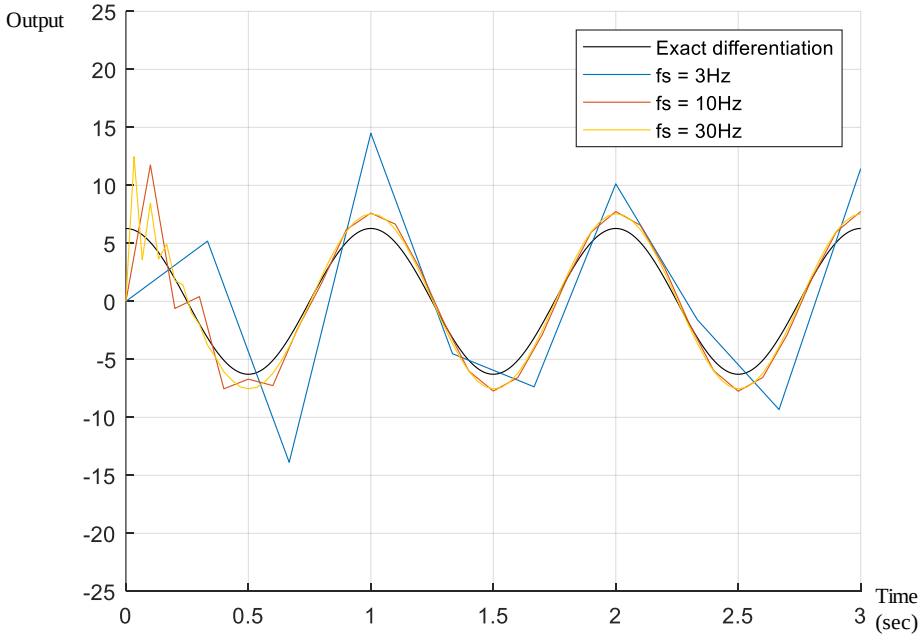
(a) Bilinear transform 을 이용한 경우



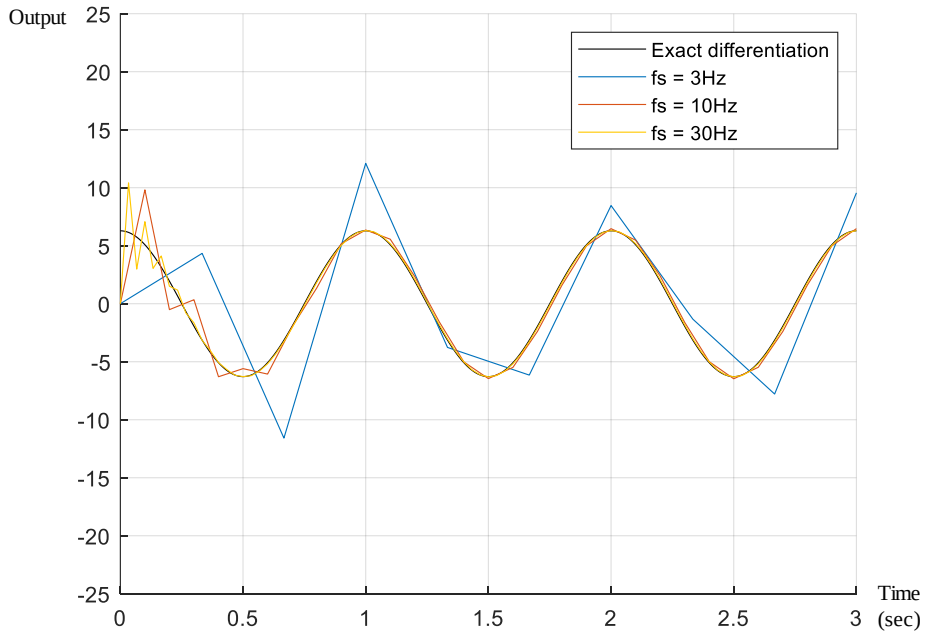
(b) Al-Alaoui [33] 방법 을 이용한 경우 ($a = 0.2$)



(c) Yoon et al. [31]와 Kim et al. [32]의 방법을 이용한 경우 ($\alpha_Y = 0.9$)



(d) Yoon et al. [31]와 Kim et al. [32]의 방법을 이용한 경우 ($\alpha_Y = 0.67$)



(e) 제안된 방법을 이용한 경우($\alpha_p = 0.67$)

그림 4.3 1 Hz 사인파 입력에 대한 이산시간 미분기의 출력

4.2.1. Bilinear transform

Bilinear transform 방법은 위상 응답이 정확한 이산화 과정과 동일하여 널리 사용된다. Bilinear transform 은 Laplace 연산자 s 를 이산시간영역의 z 연산자로 다음과 같이 근사한다.

$$s \simeq H_b(z) = \frac{2}{T}\left(\frac{z-1}{z+1}\right), \tag{28}$$

이 때 T 는 샘플링 주기이다. Bilinear transform 이 정확한 이산화 과정의 1 차 근사이므로 Nyquist 주파수 부근에서 주파수 왜곡 현상이 발생한다. 이 영향을 보상하는 다음의 방법이 널리 사용된다.

$$\omega_b = \frac{2}{T}\tan\left(\frac{T}{2}\omega_d\right), \tag{29}$$

이 때 ω_d 는 설계조건으로 주어진 주파수이고, ω_b 은 주파수 왜곡 보상을 위해 pre-warp 된 주파수이다. 그러나 bilinear transform 을 사용함으로써 이산화된 신호 상에 원치않는 진동이 발생할 수 있다. 그림 4.2(a)에서 나타난 바와 같이, 초기 오차에 의한 진동이 감쇠되지 않을 수 있다. 또한 입력신호에 센서의 잡음이 더해지거나, 급격한 외란이 인가되는 경우에도 같은 현상이 나타날 수 있다. 출력 신호의 초기 오차 혹은 입력 신호의 급격한 변화는 상황들은 실제 시스템에서 불가피한 경우가 많다. 이러한 진동은 식 (28)의 극점이 단위원 위에

있는 $z=-1$ 에 위치하여 감쇠되지 않는다. 이에 bilinear transform 을 변형시켜 이 극점을 단위원 안으로 이동시킴으로써 상기 진동을 감쇠시키는 방법들이 제안되었다.

4.2.2. Al-Alaoui [33]의 방법

Al-Alaoui 적분기[33]는 Euler method 와 bilinear transform 을 interpolating 하여 제안되었다.

$$H_{AI}(z) = a\frac{Tz}{z-1} + (1-a)\frac{T}{2}\frac{z+1}{z-1} = \frac{T\{(1-a)+(1+a)z\}}{2(z-1)}. \tag{30}$$

이 때 a 는 설계 파라미터로, $0 < a < 1$ 이다. 이상적인 적분기 $1/s$ 를 $H_{AI}(z)$ 으로 근사함으로써 s-to-z 변환식이 유도되었다.

$$s \simeq \frac{1}{H_{AI}(z)} = H_A(z) = \frac{2(z-1)}{T[(1-a)+(1+a)z]}. \tag{31}$$

위 식에서 극점은 $z = -(1-a)/(1+a)$, 즉 단위원 안에 위치하여 출력의 초기오차 혹은 입력의 빠른 변화에 의해 발생하는 진동이 그림 4.3(b)와 같이 감쇠된다. 이 변환은 s-평면의 허수축을 z-평면의 원으로 매핑한다. 이 원의 실수 및 허수부는 아래와 같이 나타난다.

$$\mathrm{Re}(z) = \frac{4 + (\omega_A T)^2 (a^2 - 1)}{(\omega_A T)^2 (a+1)^2 + 4}, \tag{32}$$

$$\mathrm{Im}(z) = \frac{4\omega_A T}{(\omega_A T)^2 (a+1)^2 + 4}, \tag{33}$$

이 때 ω_A 는 아래 식으로 나타나는 주파수 왜곡 보상이 적용된 주파수이다.

$$\omega_d = \frac{1}{T}\tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{Im}(z)}{\mathrm{Re}(z)}\right) = \frac{1}{T}\tan^{-1}\left(\frac{4\omega_A T}{4+(\omega_A T)^2(a^2-1)}\right). \qquad (34)$$

Al-Alaoui [33] 연속시간과 이산시간의 주파수 간의 매핑을 위 식으로 제안하였으나, 이를 이용할 경우 Nyquist 주파수 부근에서 크기 및 위상 오차가 상대적으로 크게 나타난다. 특히 a 가 1 에 가까운 경우 그 오차가 크게 나타난다. 이 문제는 식 (34)이 감쇠진동수를 고유진동수로 근사하기 때문이다. 그림 4.4 는 s-평면의 좌반면을 식(5)를 이용해 z-평면의 파란색 원으로 매핑하는 것을 나타낸다. 여기서 z-평면에 매핑된 점의 감쇠비가 원래 s-평면에서의 값보다 크다. 이 영향은 a 가 증가할수록 뚜렷이 나타나며, 특히 상대적으로 높은 주파수 영역에서 잘 나타난다. 이 감쇠비의 왜곡에 의해 감쇠진동수와 고유진동수의 차이는 더욱 커지게 되고, 식 (34)의

근사가 Nyquist 주파수 부근에서의 위치 및 위상 오차를 증가시키는 문제를 유발하게 되는 것이다.

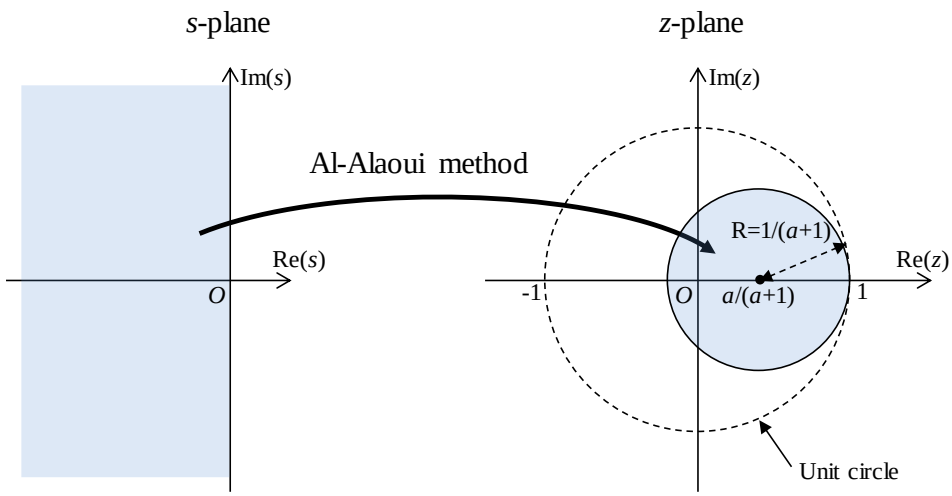


그림 4.4 Al-Alaoui [33] 방법의 s-평면에서 z-평면으로의 매핑

4.2.3. Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법

Bilinear transform 에서 발생하는 과도응답의 진동 문제를 해결하기 위해 Yoon et al. [31]은 bilinear transform 변형하여 극점의 위치를 $z=-1$에서 단위원 안으로 이동시키는 방법을 제안하였다.

$$s \simeq H_Y = \frac{2}{T}\left(\frac{z-1}{z+\alpha_Y}\right). \tag{35}$$

이 때 α_Y는 설계 파라미터이며, $0<\alpha_Y<1$ 이다. Kim et al. [32] 은 식 (35)에 의해 발생하는 주파수 왜곡 현상을 보상하기 위한 방법을 다음과 같이 개발하였다.

$$\omega_d = \frac{1}{T}\cos^{-1}\left(\frac{-ABC+\sqrt{1+A^2C-B^2C}}{A^2C+1}\right). \tag{36}$$

이 때 $A=2\alpha_Y$, $B=\alpha_Y{}^2+1$, $C=\mathrm{Re}(\omega_K,)^2T^2/\left(4(\alpha+1)^2\right)$ 이고, ω_K 는 보상된 주파수이다. 그러 이러한 방법들을 적용하여도, 그림 4.3 (c), (d)와 같이 정상상태에서 진폭에 오차가 남아있는 문제가 있다. 이는 그림 4.2 에서 Yoon et al. [31] 과 Kim et al. [32] 의 방법이 상대적으로 낮은 주파수 영역에서 $20\log_{10}\left((1+\alpha_Y)/2\right)$ dB 의 크기 오차를 가지고 있기 때문이다. 진폭 오차는 α_Y 가 감소할수록 증가한다. 크기 및 위상 오차는 감쇠비 왜곡 현상에 의해 Nyquist 주파수 부근에서 특히

증가한다. 이 문제는 Kim et al. [32] 의 방법이 Al-Alaoui [33]의 방법과 마찬가지로 감쇠진동수를 고유진동수로 근사하기 때문이다.

4.3. 개선된 이산화 방법

본 절에서는 4.2.2, 4.2.3 절에서 설명한 방법들의 크기 및 위상 오차를 감소시키는, 개선된 이산화 방법을 소개한다. 본 방법은 $s-\text{to}-z$ 매핑 방법과 주파수 및 감쇠비의 왜곡을 보상하는 방법으로 구성되어 있다. 참고로 그림 4.2 와 그림 4.3(e)는 $s-\text{to}-z$ 매핑 방법의 영향만을 보여준다. 이는 주파수 및 감쇠비의 왜곡을 보상하는 방법이 이상적인 미분기의 $s-$평면 상의 원점에 위치한 극점의 주파수나 감쇠비를 변화시키지 않기 때문이다.

Yoon et al. [31]의 방법에서 상수 크기 오차를 제거하여 다음과 같이 $s-\text{to}-z$ 매핑 방법을 구성할 수 있다.

$$s \simeq H_p(z) = \frac{1+\alpha_p}{T}\left(\frac{z-1}{z+\alpha_p}\right). \tag{37}$$

이 때 α_p는 설계 파라미터이다. 4.2.3 절에서 Yoon et al. [31]의 방법은 상대적으로 낮은 주파수 대역에서 $(1+\alpha_Y)/2$ 크기의 진폭 오차가 있다. 이에 식 (9)로부터 상수계수 $2/T$ 를 $(1+\alpha_Y)/T$ 로 대체하면 식(37)의 꼴을 얻을 수 있으며, 상기 진폭오차를 제거할 수 있다. 설계 파라미터 α_p는 α_Y 와 유사하며, $0<\alpha_p<1$이고 출력의 초기오차나 입력의 급격한 변화에 의해 발생하는 진동을 감쇠시키는 속도를 결정한다. α_p 가 작아지면 그림 4.3(e)와 같이 진동이 빠르게 감쇠하고 그림 4−2 와

같이 크기 오차가 감소하는 대신 위상오차는 증가하게 된다. 변환식 (11)은 $\alpha_p = (1-a)/(1+a)$ 로 두면 Al-Alaoui [33]의 변환식 (31)와 동치가 된다. 그림 4.2 에서 Al-Alaoui [33]의 방법에서 $a = 0.2$ 인 경우와 제안된 방법에서 $\alpha_p = 0.67$ 인 경우가 유사한 응답을 보이는 것은 α_p 가 $(1-a)/(1+a) = 2/3$ 에 가깝기 때문이다.

그림 4.2 에서 보이는 바와 같이 제안된 s-to-z 매핑 방법은 Nyquist 주파수 부근에서 크기 오차가 상대적으로 작다. 그러나 여전히 작은 크기오차가 남아있으며, bilinear transform 에 비해 상대적으로 큰 위상 오차가 있다. 크기 및 위상 오차의 영향을 감소시키기 위해 주파수와 감쇠비를 보상하는 새로운 매핑 방법을 제안한다. 필터 및 제어기의 설계조건으로 주어진 주파수 ω_d 와 감쇠비 ζ_d 에 대해 매핑 방법은 다음과 같이 구성된다.

$$s_d = \left(-\zeta_d + \sqrt{1-\zeta_d^{\,2}}\, j\right)\omega_d , \tag{38}$$

$$\begin{aligned} z_d &= \exp(s_d T) \\ &= \exp(-\zeta_d \omega_d T)\cdot\left\{\cos\left(\sqrt{1-\zeta_d^{\,2}}\cdot\omega_d T\right) + j\sin\left(\sqrt{1-\zeta_d^{\,2}}\cdot\omega_d T\right)\right\} \\ &= \mathrm{Re}(z_d) + j\,\mathrm{Im}(z_d), \end{aligned} \tag{39}$$

$$s_p = H_p(z_d) = \frac{1+\alpha_p}{T}\left(\frac{z_d - 1}{z_d + \alpha_p}\right), \tag{40}$$

$$\omega_p = |s_p| \tag{41}$$

$$= \frac{1+\alpha_p}{T}\sqrt{\frac{\left(\mathrm{Re}(z_d)-1\right)^2+\mathrm{Im}(z_d)^2}{\left(\mathrm{Re}(z_d)+\alpha_p\right)^2+\mathrm{Im}(z_d)^2}},$$

$$\zeta_p = -\frac{\mathrm{Re}(s_p)}{\omega_p}$$

$$= -\cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{Im}(z_d)}{\mathrm{Re}(z_d)-1}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{Im}(z_d)}{\mathrm{Re}(z_d)+\alpha_p}\right)\right), \quad (42)$$

이 때 ω_p 는 보상된 주파수이며, ζ_p 는 보상된 감쇠비이다. 그림 4.5 에는 식 (38-42)을 활용해 보상하는 과정이 나타나있다. 정확한 이산화 과정을 통해 s-평면의 좌반면은 z-평면의 파란색 원으로 매핑된다. 또한 식 (37)를 이용해 보상을 수행하면 z-평면의 붉은색 원은 s-평면의 좌반면으로 매핑된다. 이 때 s_d 가 s-평면의 좌반면에 위치하더라도 s_p 는 우반면에 위치할 수 있으며, 이 때 ζ_p 는 음수이다. 그러나 이산화된 필터 혹은 제어기에서 s_p 는 주파수 및 감쇠비의 왜곡에 의해 z-평면의 단위원 안으로 매핑된다. 이러한 보상 방법은 설계점인 s_d 에서의 정확한 이산화 과정과 제안된 이산화 방법의 주파수 응답 차이를 감소시켜 준다.

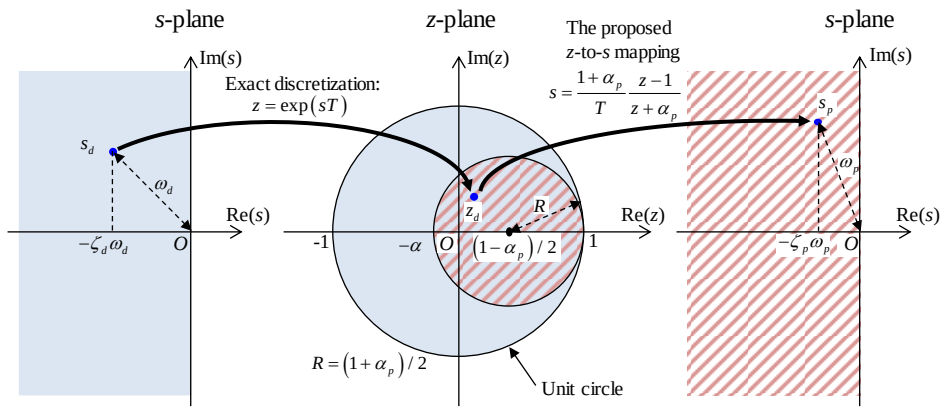


그림 4.5 제안된 방법의 주파수 및 감쇠비 왜곡 보상방법

이 보상방법의 역 과정 또한 여러 분야에서 응용가능하다. 주어진 주파수 ω_p와 감쇠비 ζ_p에 대해 역 과정은 다음과 같이 나타난다.

$$s_p = \left(-\zeta_p + \sqrt{1-\zeta_p{}^2}\, j\right)\omega_p , \tag{43}$$

$$z_d = H_p{}^{-1}(s_p) = -\alpha_p \frac{s_p + (\alpha_p+1)/(\alpha_p T)}{s_p - (\alpha_p+1)/T}, \tag{44}$$

$$s_d = \frac{1}{T}\left(\ln(|z_d|) + j\tan^{-1}\frac{\mathrm{Im}(z_d)}{\mathrm{Re}(z_d)}\right)$$

$$= \frac{1}{T}\ln\left(\left|\alpha_p\sqrt{\frac{\left\{-\zeta_p\omega_p + (\alpha_p+1)/(\alpha_p T)\right\}^2 + \left(\sqrt{1-\zeta_p{}^2}\cdot\omega_p\right)^2}{\left\{-\zeta_p\omega_p - (\alpha_p+1)/T\right\}^2 + \left(\sqrt{1-\zeta_p{}^2}\cdot\omega_p\right)^2}}\right|\right) \tag{45}$$

$$+ j\frac{1}{T}\left(\tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\zeta_p{}^2}\cdot\omega_p}{-\zeta_p\omega_p + (\alpha_p+1)/(\alpha_p T)}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\zeta_p{}^2}\cdot\omega_p}{-\zeta_p\omega_p - (\alpha_p+1)/T}\right)\right),$$

$$\omega_d = |s_d| , \tag{46}$$

$$\zeta_d = -\frac{\mathrm{Re}(s_d)}{\omega_d}. \tag{47}$$

주어진 전달함수 $G_d(s)$ 에 대해 최종 보상된 전달함수 $G_p(s)$ 는 저주파 크기를 맞추기 위해 저주파 gain 상수를 곱해서 다음과 같이 나타난다.

$$G_p(s) = \left(\frac{G_d(s')}{G'_p(s')}\bigg|_{s'=0} \right) \cdot G'_p(s). \tag{48}$$

이 때 $G'_p(s)$ 는 주파수 및 감쇠비 보상방법을 적용한 전달함수이다. 제안된 보상방법을 적용함으로써 특히 고주파 영역에서 심하게 나타났던 왜곡 문제를 완화할 수 있다.

이어서 s-to-z 매핑 방법인 식 (37)을 아래와 같은 형태의 초기치 문제에 적용했을 때의 수치적 안정성에 대해 분석하였다.

$$\dot{Y}(t) = \lambda Y(t) + g(t), \tag{49}$$

$$Y(0) = Y_0, \tag{50}$$

이 때 $Y_\varepsilon(t)$ 를 섭동이 있는 초기치 $Y_0 + \varepsilon$ 에 대한 해라고 두면,

$$\dot{Y}_\varepsilon(t) = \lambda Y_\varepsilon(t) + g(t), \tag{51}$$

$$Y_\varepsilon(0) = Y_0 + \varepsilon, \tag{52}$$

가 되며, $Z_\varepsilon(t)$를 다음과 같이 정의한다.

$$Z_\varepsilon(t)=\left(Y_\varepsilon(t)-Y(t)\right)/\varepsilon\,. \tag{53}$$

그러면 초기조건과 $Z_\varepsilon(t)$의 해는 다음과 같이 나타난다.

$$\dot{Z}_\varepsilon(t)=\lambda Z_\varepsilon(t), \tag{54}$$

$$Z_\varepsilon(0)=1, \tag{55}$$

$$Z_\varepsilon(t)=\exp(\lambda t)\,. \tag{56}$$

만약 λ 의 실수부가 음수이면, $Z_\varepsilon(t)$ 는 $t\to\infty$ 일 때 0 으로 근접하여 섭동에 의한 영향이 감쇠한다. 식 (37)과 (54)은 다음과 같이 이산화된다.

$$\frac{1+\alpha_p}{T}\left(\bar{Z}_\varepsilon[k]-\bar{Z}_\varepsilon[k-1]\right)=\lambda\left(\bar{Z}_\varepsilon[k]+\alpha_p\bar{Z}_\varepsilon[k-1]\right), \tag{57}$$

$$\begin{aligned}\bar{Z}_\varepsilon[k]&=\frac{\left(1+\alpha_p\right)/T-\alpha_p\lambda}{\left(1+\alpha_p\right)/T-\lambda}\bar{Z}_\varepsilon[k-1]\\&=C\bar{Z}_\varepsilon[k-1].\end{aligned} \tag{58}$$

변수 위의 바는 제안된 방법에 의해 이산화된 것을 의미한다. λ 의 실수부가 음수인 것을 가정했을 때 C 는 다음 범위로 제한된다.

$$|C|=\left|\frac{\left(1+\alpha_p\right)/T-\alpha_p\lambda}{\left(1+\alpha_p\right)/T-\lambda}\right| \tag{59}$$

$$= \left| \frac{\left\{ \left(1+\alpha_p\right)/T - \alpha_p \,\mathrm{Re}\left(\lambda\right) \right\} - j\alpha_p \,\mathrm{Im}\left(\lambda\right)}{\left\{ \left(1+\alpha_p\right)/T - \mathrm{Re}\left(\lambda\right) \right\} - j\,\mathrm{Im}\left(\lambda\right)} \right| < 1,$$

이는 모든 크기의 T 에 대해 해가 절대안전성을 갖는 것을 보인다.

4.4. ANF 의 이산화 과정

본 절에서는 4.3 절에서 소개한 이산화 방법을 이용해 ANF 를 이산화하는 과정을 다룬다. 3 장에서 다룬 ANF 의 주파수 추정부를 다시 돌이켜보면, 다음과 같이 2 차 적응 공진기와 추정주파수의 1 차 미분치를 계산하는 주파수 추정법칙으로 이루어져 있다.

$$\ddot{x} + 2\zeta\hat{\omega}\dot{x} + \hat{\omega}^2 x = 2\zeta\hat{\omega}^2 u\,, \tag{60}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = -\gamma\left(\sqrt{(\hat{\omega}x)^2} - \sqrt{|x\ddot{x}|}\right). \tag{61}$$

이 때 x, ζ, $\hat{\omega}$, u, γ 는 각각 필터 상태치, 적응 공진기의 감쇠비, 추정주파수, 입력신호, 추정게인이다. $\dot{\hat{\omega}}$ 를 적분함으로써 다음과 같이 추정주파수가 계산된다.

$$\hat{\omega}(t) = \hat{\omega}_0 + \int_0^t \dot{\hat{\omega}}(\tau)\,d\tau\,. \tag{62}$$

이 때 $\hat{\omega}_0$ 는 추정주파수의 초기치이다. 적응 공진기의 식 (60)는 식 (37)을 이용해서 다음과 같이 이산화된다.

$$\overline{x}[k] = \frac{-2\zeta_p\overline{\hat{\omega}}[k]\,f_1[k] - f_2[k] + 2\zeta_d\overline{\hat{\omega}}[k]^2 u[k]}{\left(\frac{1+\alpha}{T}\right)^2 + 2\zeta_p\frac{1+\alpha}{T}\overline{\hat{\omega}}[k] + \overline{\hat{\omega}}[k]^2}. \tag{63}$$

이 때

$$f_1[k] = -\alpha_p \bar{\dot{x}}[k-1] - \frac{1+\alpha_p}{T}\bar{x}[k-1], \tag{64}$$

$$f_2[k] = -2\alpha_p \bar{\ddot{x}}[k-1] - {\alpha_p}^2 \bar{\ddot{x}}[k-2] + \left(\frac{1+\alpha_p}{T}\right)^2 \left(-2\bar{x}[k-1] + \bar{x}[k-2]\right), \tag{65}$$

이며, ζ_p 는 왜곡 보상된 감쇠비이다. $\dot{x}[k]$ 와 $\ddot{x}[k]$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}\bar{\dot{x}}[k] &= -\alpha_p \bar{\dot{x}}[k-1] + \frac{1+\alpha_p}{T}\left(\bar{x}[k] - \bar{x}[k-1]\right) \\ &= f_1[k] + \frac{1+\alpha_p}{T}\bar{x}[k],\end{aligned} \tag{66}$$

$$\begin{aligned}\bar{\ddot{x}}[k] &= -2\alpha_p \bar{\ddot{x}}[k-1] - {\alpha_p}^2 \bar{\ddot{x}}[k-2] + \left(\frac{1+\alpha_p}{T}\right)^2 \left(-2\bar{x}[k-1] + \bar{x}[k-2]\right) \\ &= f_2[k] + \left(\frac{1+\alpha_p}{T}\right)^2 \bar{x}[k].\end{aligned} \tag{67}$$

그림 4.6 은 추정주파수가 2,500 Hz 일 때의 이산화된 적응 공진기의 주파수 응답을 보여준다. 제안된 방법은 다른 변형된 bilinear transform 방법에 비해 상대적으로 작은 크기 및 위상 오차를 보인다. 이는 제안된 방법이 주파수와 감쇠비에 발생하는 왜곡을 효과적으로 보상하기 때문이다. 주파수 추정법칙 식 (61)는 이산시간 영역에서 다음과 같이 나타난다.

$$\bar{\dot{\hat{\omega}}}[k] = -\gamma\left(\sqrt{\left(\bar{\hat{\omega}}[k]\bar{x}[k]\right)^2} - \sqrt{\left|\bar{x}[k]\bar{\ddot{x}}[k]\right|}\right). \tag{68}$$

식 (62)은 식(37)과 식(68)을 이용해 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}\bar{\hat{\omega}}[k] &= \bar{\hat{\omega}}[k-1] + \frac{T}{1+\alpha_p}\left(\bar{\dot{\hat{\omega}}}[k] + \alpha_p \bar{\dot{\hat{\omega}}}[k-1]\right) \\ &= \bar{\hat{\omega}}[k-1] \\ &\quad + \frac{T}{1+\alpha_p}\left\{-\gamma\left(\sqrt{\left(\bar{\hat{\omega}}[k]\bar{x}[k]\right)^2} - \sqrt{\left|\bar{x}[k]\bar{\ddot{x}}[k]\right|}\right) + \alpha_p \bar{\dot{\hat{\omega}}}[k-1]\right\}.\end{aligned} \tag{69}$$

$\hat{\omega}[k]$는 추정주파수이므로, 양수임을 가정하면 식 (69)은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}\bar{\hat{\omega}}[k] &= \left(1+\gamma\frac{T}{1+\alpha_p}\left|\bar{x}[k]\right|\right)^{-1} \\ &\quad \cdot\left\{\bar{\hat{\omega}}[k-1] + \frac{T}{1+\alpha_p}\left(\gamma\sqrt{\left|\bar{x}[k]\bar{\ddot{x}}[k]\right|} + \alpha_p \bar{\dot{\hat{\omega}}}[k-1]\right)\right\}.\end{aligned} \tag{70}$$

여기서 ANF 의 주파수 추정부는 이산화 과정에서 왜곡된 주파수 값을 출력하므로, 실제 진동의 주파수는 다음 과정을 거쳐 보상을 수행한다.

$$\begin{aligned}\hat{\omega} &= \sqrt{1-\hat{\zeta}_p^{\,2}}\cdot\hat{\omega}_p = \mathrm{Im}\left(\hat{s}_p\right) \\ &= \mathrm{Im}\left(\frac{1+\alpha_p}{T}\left(\frac{\cos\left(\hat{\omega}_d T\right) + j\sin\left(\hat{\omega}_d T\right) - 1}{\cos\left(\hat{\omega}_d T\right) + j\sin\left(\hat{\omega}_d T\right) + \alpha_p}\right)\right) \\ &= \frac{1+\alpha_p}{T}\frac{\left(\alpha_p+1\right)\sin\left(\hat{\omega}_d T\right)}{2\alpha_p\cos\left(\hat{\omega}_d T\right) + \alpha_p^{\,2} + 1},\end{aligned} \tag{71}$$

$$\hat{\omega}_d = \frac{1}{T}\cos^{-1}\left(\frac{-2\alpha_p K_2\hat{\omega}^2 + \sqrt{\left(4\alpha_p^{\,2}K_1 - \left(\alpha_p^{\,2}+1\right)K_2\right)\hat{\omega}^2 + 1}}{2\alpha_p^{\,2}K_1\hat{\omega}^2 + 1}\right). \tag{72}$$

이 때 $\hat{\omega}_d$는 실제 주파수이며, K_1와 K_2는 다음과 같다.

$$K_1 = \frac{T^2}{\left(1+\alpha_p\right)^4}, \tag{73}$$

$$K_2 = \frac{\left(1+\alpha_p{}^2\right)T^2}{\left(1+\alpha_p\right)^4}. \tag{74}$$

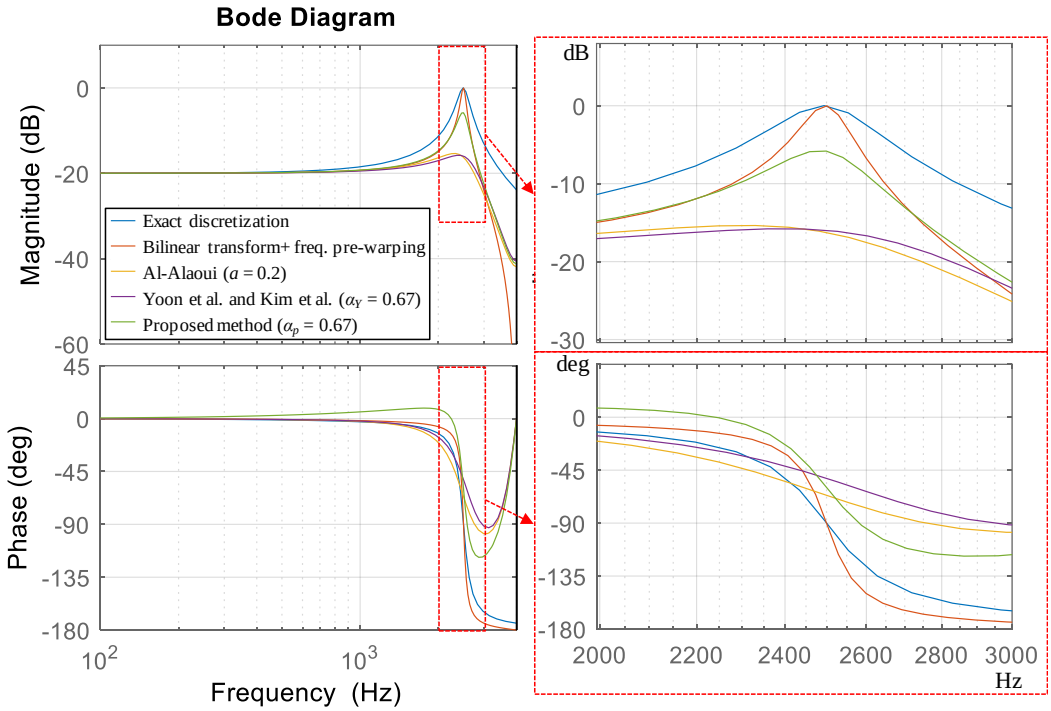


그림 4.6 이산화된 적응 공진기의 주파수 응답

4.5. 시뮬레이션

4.2, 4.3 절에서 다룬 이산화 방법들의 성능을 평가하기 위해 각각의 이산화 방법을 적용해 ANF 의 주파수 추정부를 MATLAB 상에 구현하였다. 시뮬레이션에서는 Al-Alaoui [33]의 방법, Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법, 4.3 절에서 소개된 방법이 비교되었다. ANF 는 각각의 이산화 과정에서 왜곡된 주파수를 출력하므로, 실제 진동의 주파수는 주파수 왜곡 보상방법의 역과정을 적용해 얻을 수 있다. Bilinear transform 방법에서는 식(29)의 역이 다음과 같이 나타난다.

$$\omega_d = \frac{2}{T}\tan^{-1}\left(\frac{T}{2}\omega_b\right). \tag{75}$$

Al-Alaoui [33]의 방법에서는 식(34)을 이용해 실제 주파수를 얻을 수 있다. Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법에서는 식 Eq. (36) 이 사용되었다. 4.3 절의 방법에서는 식 (72)가 사용되었다.

입력을 변화시켜서 총 6 개의 경우에 대해 ANF 의 주파수 추정 시뮬레이션을 진행하였다. 입력신호는 다음과 같다.

$$u_m[k] = A\cos(\omega_m kT) + v[k] + p_m[k]. \tag{76}$$

이 때 m 은 케이스 번호이며, v 는 백색소음이고, p_m 는 아래와 같이 $k=1$에 발생하는 펄스를 나타낸 것이다.

$$p_m[k] = \begin{cases} P_m & k = 1, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (77)$$

시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 4.1, 4.2 에 나타나 있다. 1~3 번 케이스에서 800 Hz, 2,500 Hz, 3,000 Hz 의 총 3 개 주파수에 대해 시뮬레이션 되었다. 4~6 번 케이스에는 1~3 번 케이스에 추가로 큰 펄스가 인가되었다. 시뮬레이션에서 추정주파수의 초기치는 3,000 Hz 이며, 상한치와 하한치는 각각 3,500 Hz 와 100 Hz 로 설정하였다. 표 4.2 에는 정상상태의 오차 결과를 나타내었다.

표 4.1 시뮬레이션의 공통조건

파라미터	값
T: 샘플링 주기	$125\,\mu$s
A: 사인파의 진폭	10
백색소음의 표준편차, ν	0.5
γ: 추정게인	600
a: Al-Alaoui [33] 방법의 설계 파라미터	0.2
α_Y: Yoon et al. [31] 방법의 설계 파라미터	0.67
α_p: 제안된 방법의 설계 파라미터	0.67

표 4.2 시뮬레이션의 입력신호 파라미터 및 정상상태 오차결과

m	주파수, ω_m (Hz)	펄스 크기, P_m	정상상태 오차 (%)			
			Bilinear transform +주파수 왜곡보상	Al-Alaoui [33]	Yoon et al. [31] &Kim et al. [32]	제안된 방법
1	800	0	0.0	−0.3	12.8	0.4
2	2,500	0	0.0	−6.4	1.3	−2.2
3	3,000	0	0.1	−11.5	−5.4	−0.1
4	800	1,000	실패	−0.3	12.8	0.4
5	2,500	1,000	0.0	−6.4	1.3	−2.2
6	3,000	1,000	0.1	−11.5	−5.4	−0.1

그림 4.7 ~ 그림 4.9 에 나타난 바와 같이 케이스 1~3 번은 30 ms 정상상태에 도달하였다. Bilinear transform 이 0.1% 미만의 가장 작은 정상상태 오차를 보였다. 반면 나머지 방법들은 상대적으로 큰 정상상태 오차를 보였다. Al-Alaoui[7]의 방법은 케이스 1~3 번에서 각각 0.3%, 6.4% and 11.5%이었다 Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법에서는 케이스 1~3 번에서 각각 12.8%, 1.3%, -5.4%이었다. Al-Alaoui [7]의 방법과 Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법에서는 감쇠주파수를 고유주파수로 근사한다. 또한 이산화 과정에서 z-평면에 매핑된 점의 감쇠비가 s-평면 원래 점의 감쇠비보다 커지게 된다. 이로 인해 감쇠주파수와 고유주파수 간의 차이가 증가하여 상기 근사가 주파수 응답 상에서 상대적으로 큰 크기 및 위상 오차를 가져오게 되는 것이다. 게다가 Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법은 식 (10)에서 상수계수 $2/T$ 에 의해 발생하는 크기 오차에 의해 주파수 추정오차가 증가하게 된다. 4.3 절에서 제안된 방법은 케이스 1~3 에서 정상상태 오차가 0.4%, 2.2%, 0.1%으로 상대적으로 작다.

4~6 번 케이스의 결과는 그림 4.10~ 그림 4.12 에 나타나있다. 4 번 케이스에서는 bilinear transform 의 경우 불안정해져 입력신호의 주파수를 추정하는 데 실패한다. 5, 6 번 케이스에서는 bilinear transform 의 정착시간이 다른 방법들에 비해 각각 50 ms, 40 ms 길다. 반면 다른 변형된 bilinear transform 방법들에서는 15 ms 안에

정상상태에 도달한다. 큰 펄스와 같이 입력 신호에 급격한 변화가 생겼을 때 bilinear transform 에서는 다른 변형방법에 비해 이 영향이 느리게 감소하고, 이는 ANF 의 주파수 추정성능의 저해로 이어질 수 있음을 보여준다. 4 번 케이스에서 bilinear transform 은 불안정해져 22 ms 때 하한치에 도달한다. 이외에는 4~6 번 케이스에서 각 방법들의 정상상태의 응답이 각각 1~3 번 케이스의 결과와 유사하다.

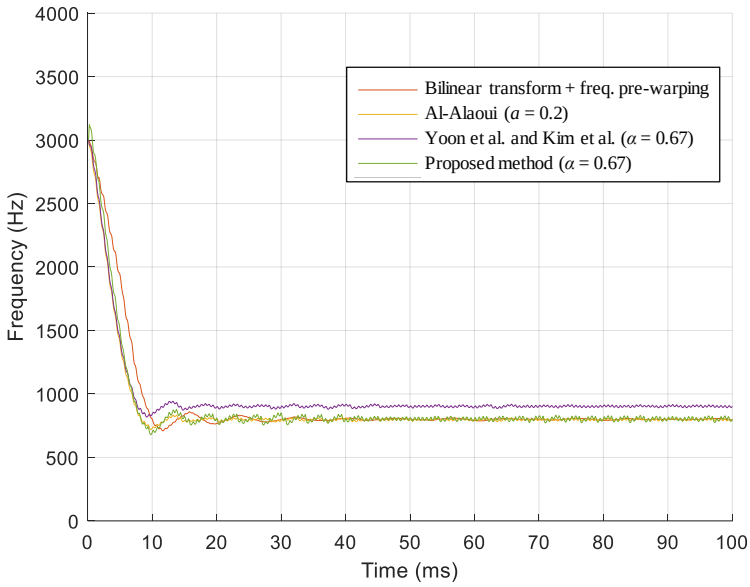


그림 4.7 1 번 케이스의 주파수 추정결과
(입력신호 : 800 Hz 사인파 및 백색소음)

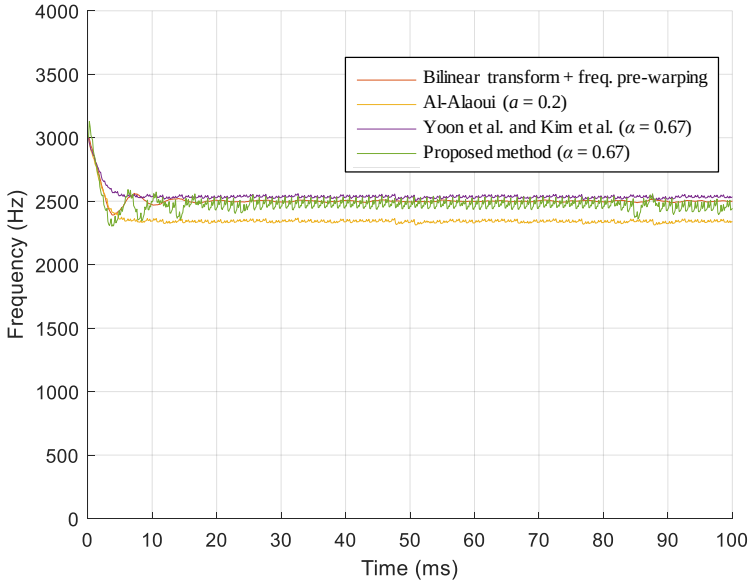


그림 4.8 2 번 케이스의 주파수 추정결과
(입력신호 : 2,500 Hz 사인파 및 백색소음)

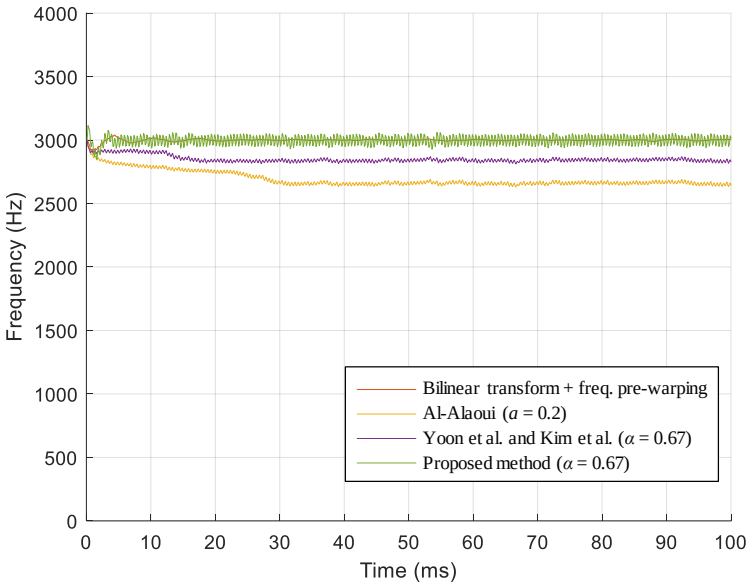


그림 4.9 3 번 케이스의 주파수 추정결과

(입력신호 : 3,000 Hz 사인파 및 백색소음)

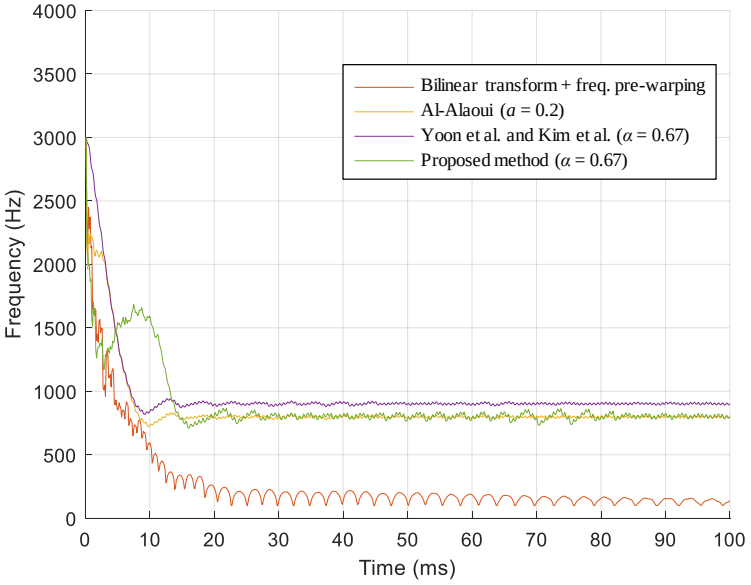


그림 4.10 4 번 케이스의 주파수 추정결과

(입력신호 : 800 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스)

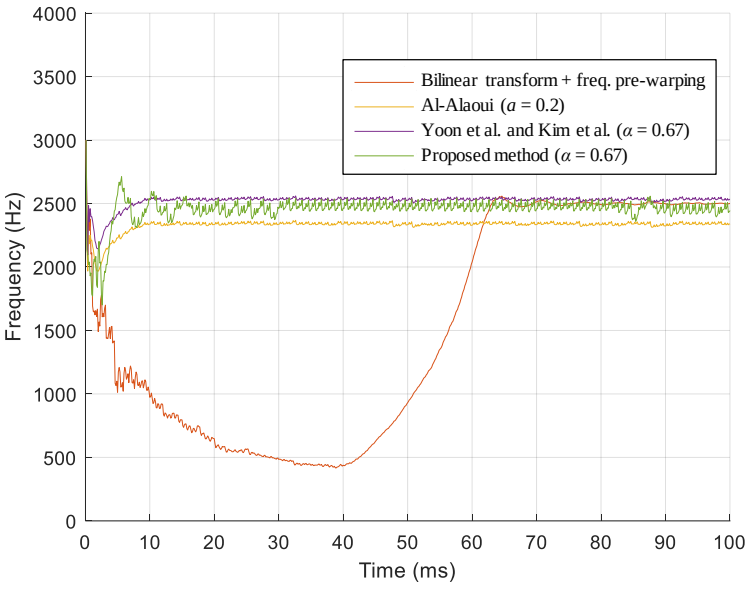


그림 4.11 5 번 케이스의 주파수 추정결과

(입력신호 : 2,500 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스)

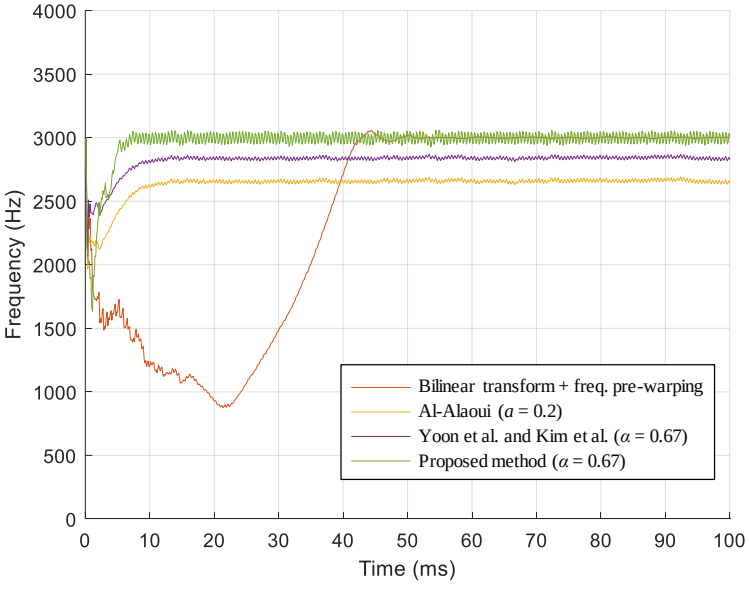


그림 4.12 6 번 케이스의 주파수 추정결과

(입력신호 : 3,000 Hz 사인파 및 백색소음 및 k=1 에 펄스)

4.6. 실험 및 결과

4.6.1. 실험환경

제안된 방법은 PCB 검사에 활용되는, 그림 4.13 의 verify-and-rework station (VRS) 장비를 활용해 실험하였다. 이 장비는 자동으로 PCB 패턴의 오류를 영상검사하기 위해 사용되며, 작업대를 수평축, 수직축으로 각각 이동시키는 서보 시스템 2 축을 포함한다. 이 실험에서는 수평축을 구동하는 서보 시스템이 사용되었다. 서보 시스템은 RS Automation(평택시, 한국)의 CSD7 800 W 서보 드라이브와 800 W 서보 모터를 사용하였다. 서보 시스템은 PID 제어기를 사용하며, 전역 시스템 게인 파라미터를 사용해 시스템 대역폭을 조절할 수 있다. 전역 게인 파라미터는 PID 제어기 내부의 각각의 게인을 조절하도록 되어있다. 장비의 개루프 주파수 특성은 그림 4.14 에 나타나 있다. 이는 전류명령 상에 백색소음을 인가했을 때 나타나는 속도응답을 측정해 discrete Fourier transform 을 수행하여 전류명령에 대한 속도의 주파수 응답을 나타낸 것이다. 주파수 응답 상에서 150 Hz, 800 Hz, 2,600 Hz 에 총 3 개의 공진점이 나타나 있다. 공진억제를 위해서는 각각의 주파수에 총 3 개의 노치필터의 노치주파수를 설정해야 한다. 시스템 게인이 50 Hz ~ 200 Hz 일 때는

150 Hz 와 800 Hz 부근의 공진이 나타난다. 반면 시스템 게인이 200 Hz 이상일 때 2,600 Hz 부근의 공진도 추가로 나타난다. 실험에서는 공진의 크기가 일정이상이 되면 ANF 가 동작하도록 설정되었다 [32]. ANF 에 의해 공진이 억제되면, ANF 는 비활성화되고, 고정주파수 노치필터의 노치주파수에 추정주파수 값이 입력되고 저장된다 [32].

4.5 절에서 비교하였던 방법들을 이용해 이산화한 4 가지의 ANF 를 서보 시스템에 구현하여 각각의 공진억제성능을 평가하였다. 실험에서 사용한 파라미터들은 표 4.3 에 나타내었다. 추정주파수의 초기치, 상한값, 하한값은 각각 3,000 Hz, 3,500 Hz, 100 Hz 이다. 실험에서는 추정주파수와 전류명령이 측정되었으며, 시스템 게인 파라미터가 150 Hz, 220 Hz 인 경우에 대해 실험을 진행하였다.

표 4.3 실험에 사용한 파라미터 조건

파라미터	값
T : 샘플링 주기	125 μ s
γ : 추정게인	200
a : Al-Alaoui [33] 방법의 설계 파라미터	0.2
α_Y : Yoon et al. [31] 방법의 설계 파라미터	0.67
α_p : 제안된 방법의 설계 파라미터	0.67

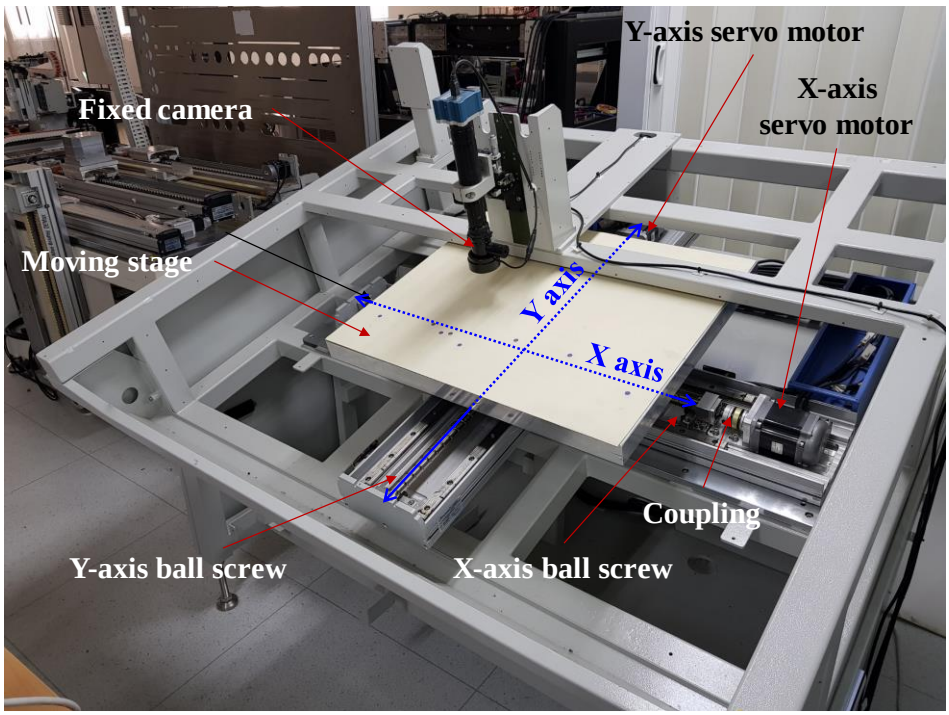


그림 4.13 실험에 사용된 PCB 검사장비

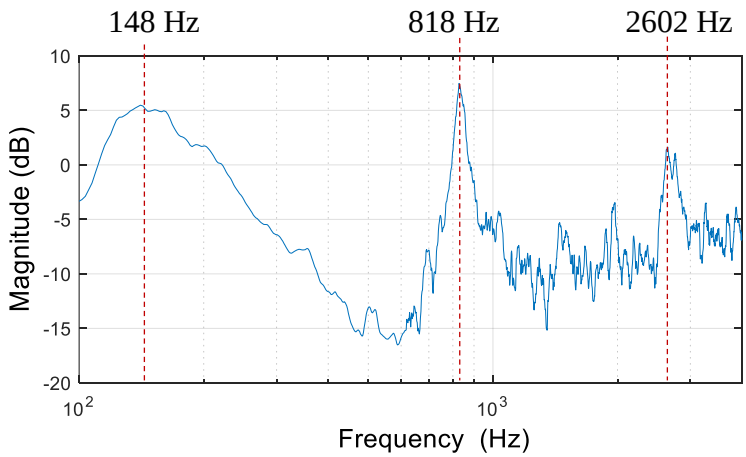


그림 4.14 PCB 검사장비의 수평축 주파수 응답

4.6.2. 실험결과

시스템 게인 파라미터가 150 Hz 로 설정된 첫번째 실험에서 150 Hz 와 800 Hz 부근의 공진이 발생하였다. 실험한 모든 ANF 에서 150 Hz 부근의 높은 감쇠비의 공진에 대해 성공적으로 억제하였다. 800 Hz 부근에서의 공진억제 성능비교를 명확하게 하기 위해, 150 Hz 에 고정주파수 노치 필터를 설정하고 이후 실험을 진행하였다. 800 Hz 부근에서의 공진억제결과는 그림 4.15~ 그림 4.18 에 나타나 있다. Al-Alaoui [7]의 방법과 4.3 절의 방법을 적용한 ANF 들에 의해서 800 Hz 부근 공진은 억제되었으며, 최종 추정주파수는 각각 807 Hz, 798 Hz 이었다. 반면 bilinear transform 방법과 Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법을 사용한 ANF 들은 800 Hz 부근의 공진억제에 실패하였다. 이는 4.5 절의 시뮬레이션 4 번 케이스의 결과와 유사하다. Bilinear transform 을 사용한 경우, 입력신호에 센서 잡음이나 갑작스런 외란의 영향이 충분히 감쇠되지 않아서 진동 주파수 추정 및 공진억제에 실패하였다. Yoon et al. [31]과 Kim et al. [32]의 방법에서는 주파수 추정오차가 비교적 커서 공진억제에 실패하였다.

시스템 게인 파라미터가 220 Hz 로 설정된 두번째 실험에서 추가로 2,600 Hz 부근의 공진이 발생하였다. 두번째 실험에서는 고정주파수 노치필터 2 개의 노치주파수를 각각 150 Hz, 800 Hz 로 설정하였다.

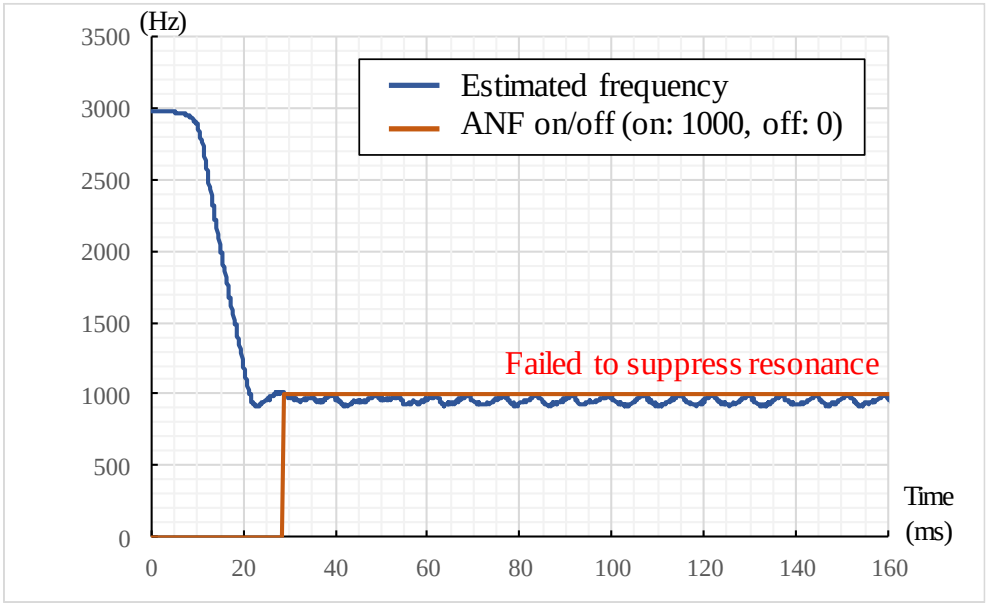
그림 4.19 ~ 그림 4.22 에 각 ANF 들이 2,600 Hz 부근의 공진을 억제하는 과정을 나타내었다. Bilinear transform 과 4.3 절의 방법을 적용한 경우 성공적으로 공진을 억제하였고, 최종 추정주파수값은 각각 2,534 Hz, 2,563 Hz 이었다. 4.5 절의 시뮬레이션에서는 입력신호의 진폭이 일정하였다. 반면 실험에서는 추정주파수 값이 실제 진동주파수에 가까워지면 공진이 억제되어 진동이 감쇠되고, 진폭도 감소한다. 그림 4.2 은 Al-Alaoui [7]의 방법과 Yoon et al. [31]와 Kim et al. [32]의 방법이 추정주파수에서 적응 공진기의 크기 응답이 정확한 이산화 과정을 적용한 경우에 비해 17 dB 작은 것을 보여준다. 이는 Nyquist 주파수 부근에서의 감쇠비 왜곡 현상때문이다. 상기 두 방법들이 추정주파수에서 적응 공진기의 작은 크기응답을 보이므로 추정주파수의 수렴속도가 지나치게 느려져 입력신호의 진폭이 작아지면 ANF 가 비활성화되기 전에 추정주파수가 실제 진동주파수에 수렴하지 못하게 된다. 이러한 현상은 시뮬레이션 결과에서의 추정주파수 오차에 비해 실제 실험에서의 추정주파수 오차를 증가시킨다. 반면 bilinear transform 방법과 4.3 절의 방법은 추정주파수에서 적응 공진기의 크기 응답이 상대적으로 크므로 진동주파수에 추정주파수가 수렴할 수 있다.

실험결과는 표 4.4 에 요약되어 있다. 여기서 녹색 칸은 ANF 가 성공적으로 공진억제를 수행한 경우를, 붉은색 칸은 ANF 가 공진억제에 실패한 경우를 나타낸 것이다. 4.3 절에서 소개한 방법으로 이산화한

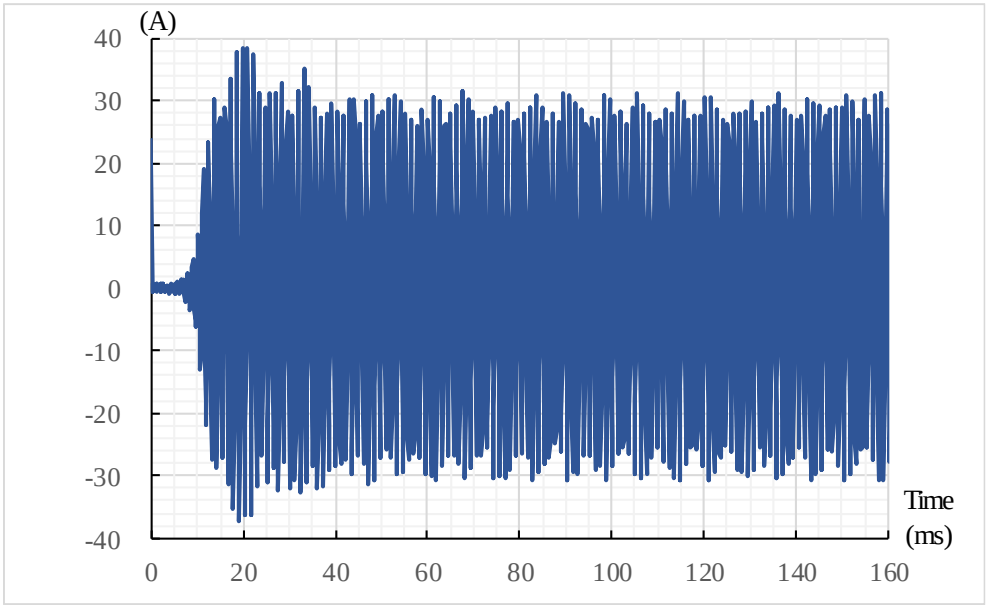
ANF 만이 두 실험에서 모두 성공적으로 공진억제를 수행하였다. 이 방법은 입력신호의 빠른 변화에 의한 영향을 충분히 빠르게 감쇠시킬 수 있고, Nyquist 주파수 부근에서 상대적으로 작은 크기 및 위상 오차를 가지므로 이산화된 ANF 가 성공적으로 공진억제를 수행할 수 있도록 하였다.

표 4.4 각 이산화 방법을 적용한 ANF 들의 공진억제결과

케이스 번호	공진 주파수 (Hz)	공진억제결과 (최종 추정주파수)			
		Bilinear transform +주파수 왜곡보상	Al-Alaoui [33]	Yoon et al. [31] &Kim et al. [32]	제안된 방법
1	800	실패 (-)	공진억제 (807 Hz)	실패 (-)	공진억제 (798 Hz)
2	2,600	공진억제 (2,534 Hz)	실패 (2,427 Hz)	실패 (2,398 Hz)	공진억제 (2,563 Hz)

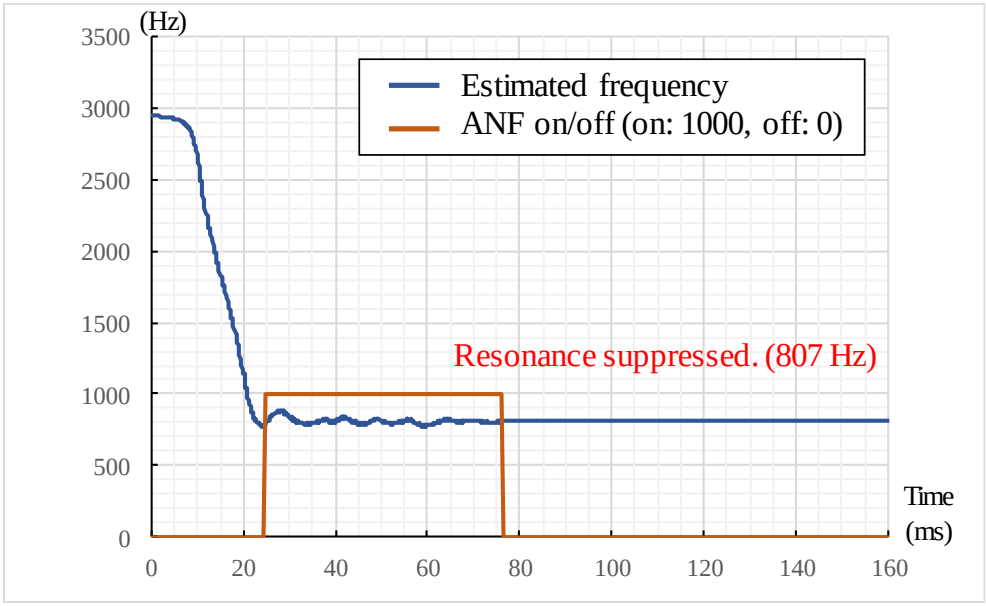


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

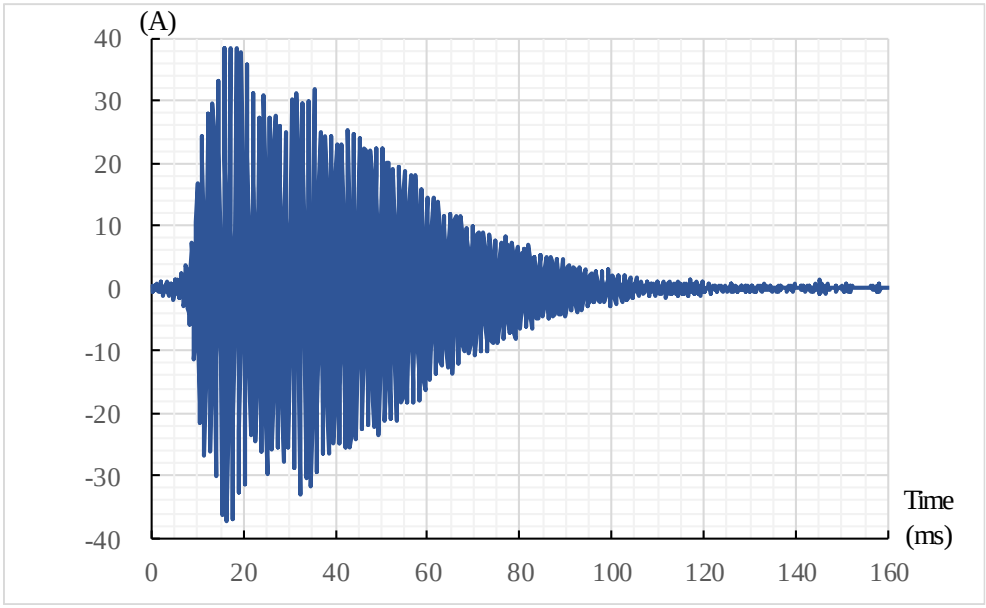


(b) 전류명령

그림 4.15 Bilinear transform 및 주파수 왜곡보상방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과

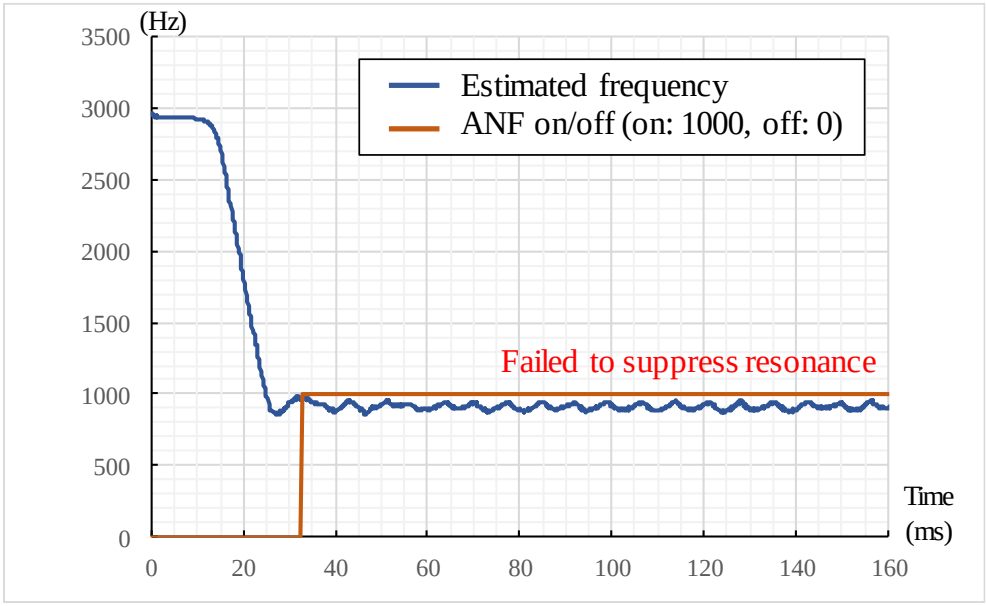


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

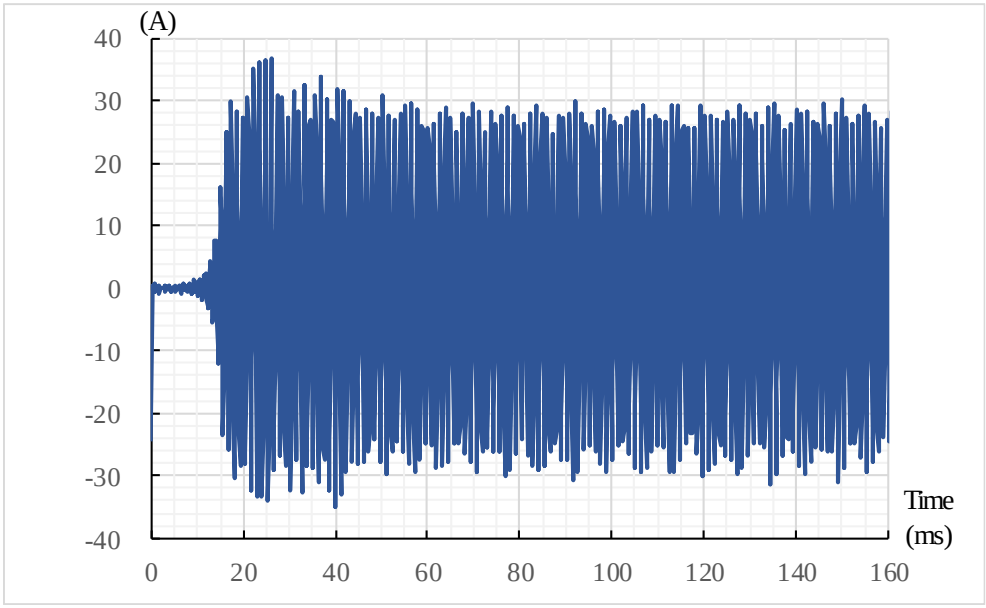


(b) 전류명령

그림 4.16 Al-Alaoui [33] 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과

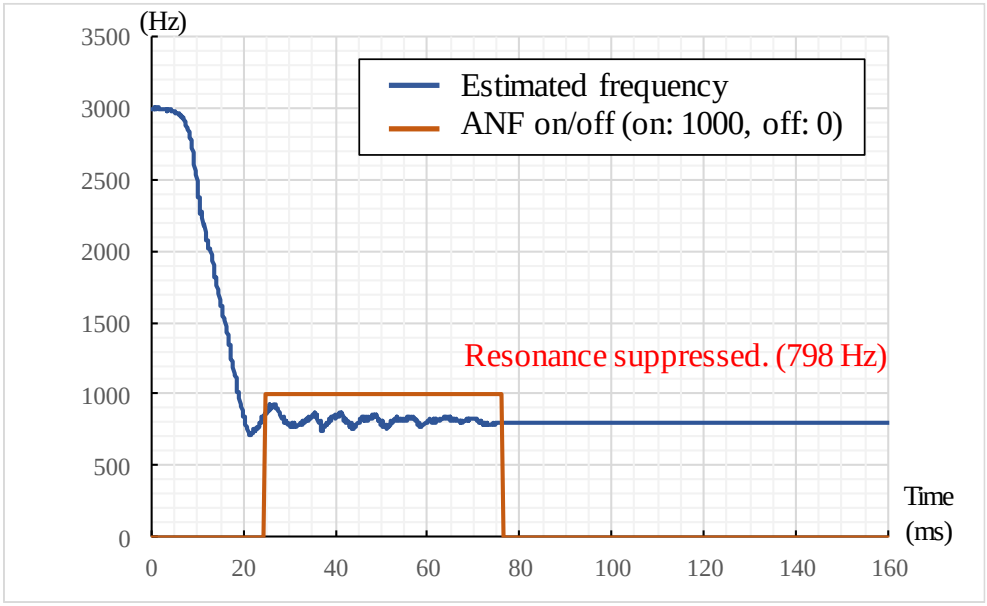


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

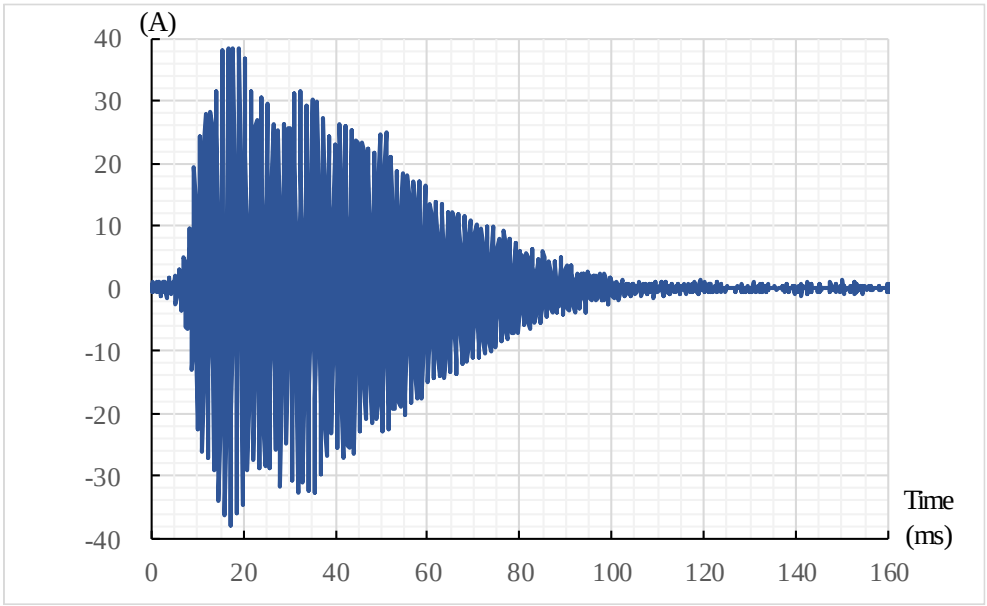


(b) 전류명령

그림 4.17 Yoon et al. [31], Kim et al. [32] 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과

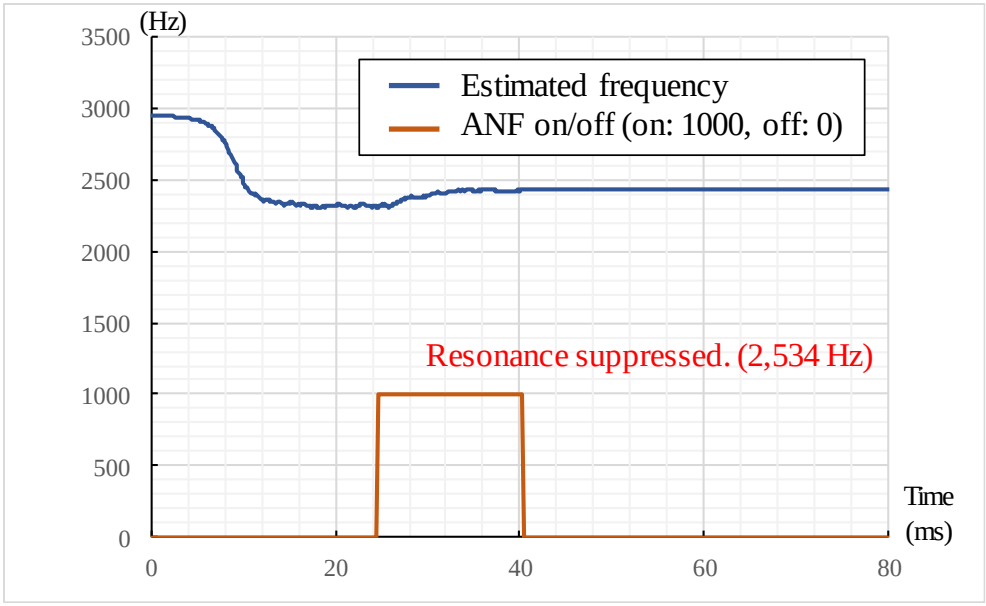


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

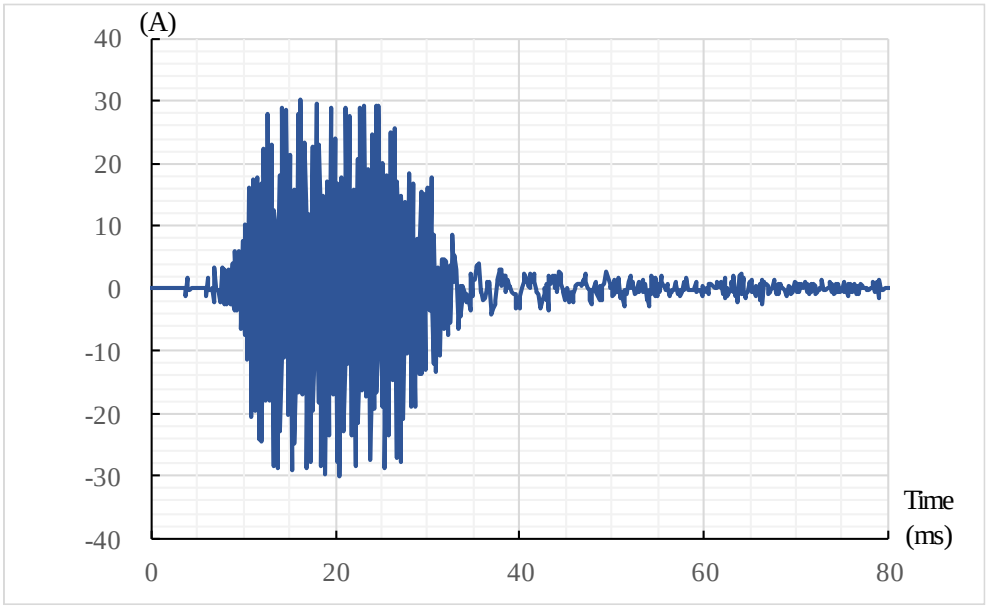


(b) 전류명령

그림 4.18 제안된 방법을 사용한 ANF 의 800 Hz 부근 공진 억제결과

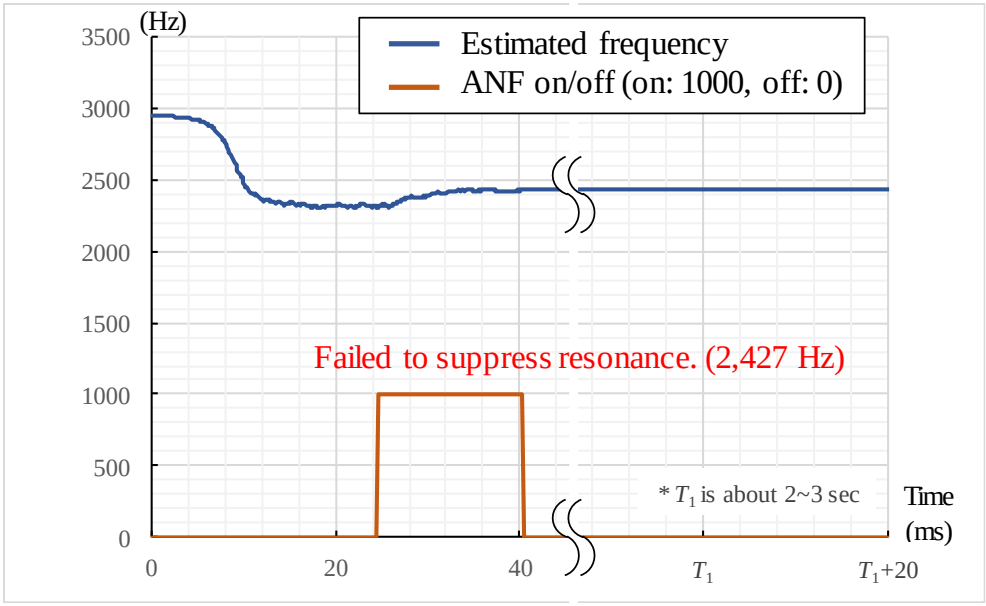


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

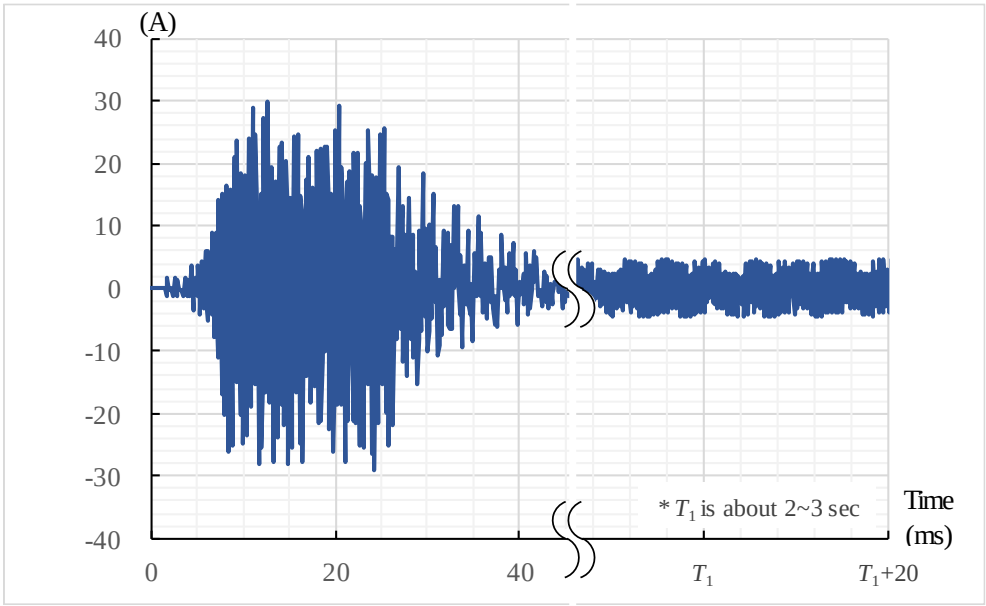


(b) 전류명령

그림 4.19 Bilinear transform 및 주파수 왜곡보상방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과

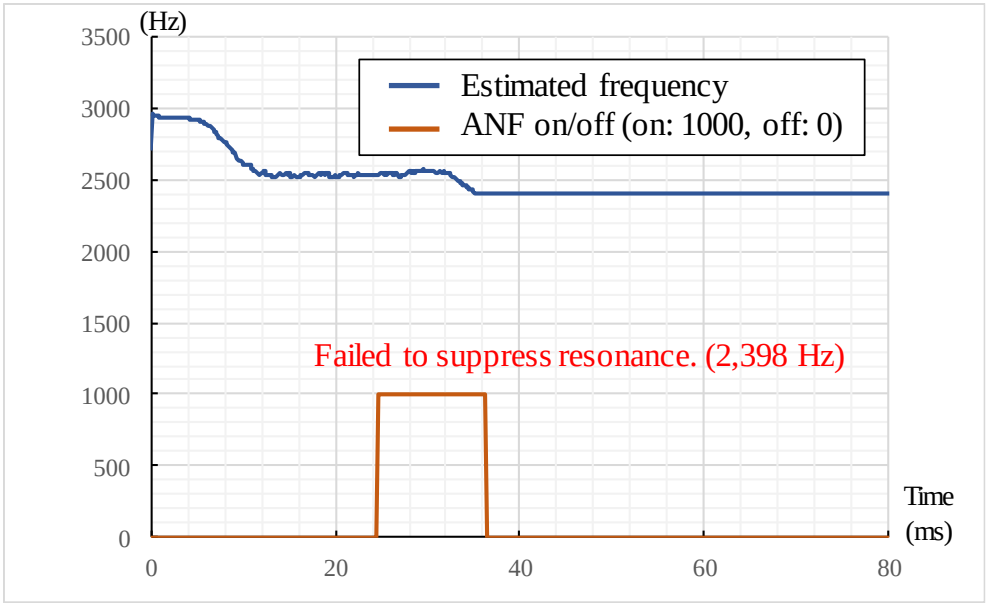


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

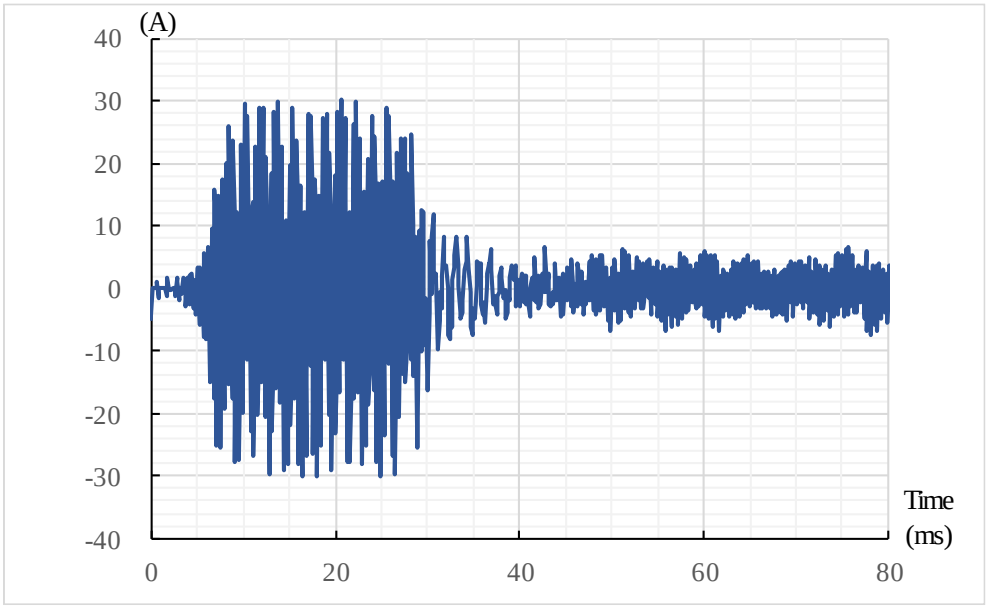


(b) 전류명령

그림 4.20 Al-Alaoui [33] 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과

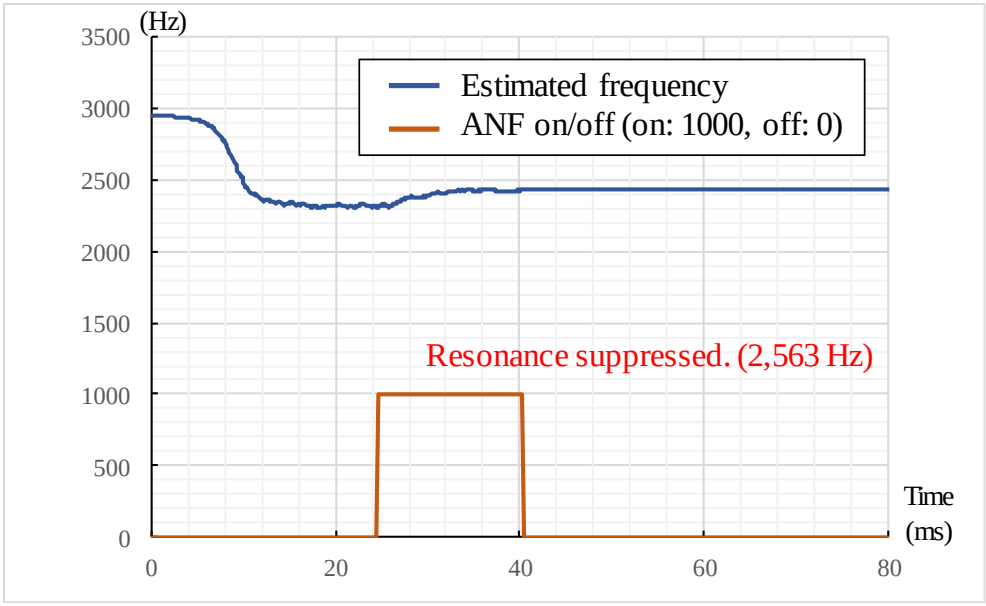


(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부

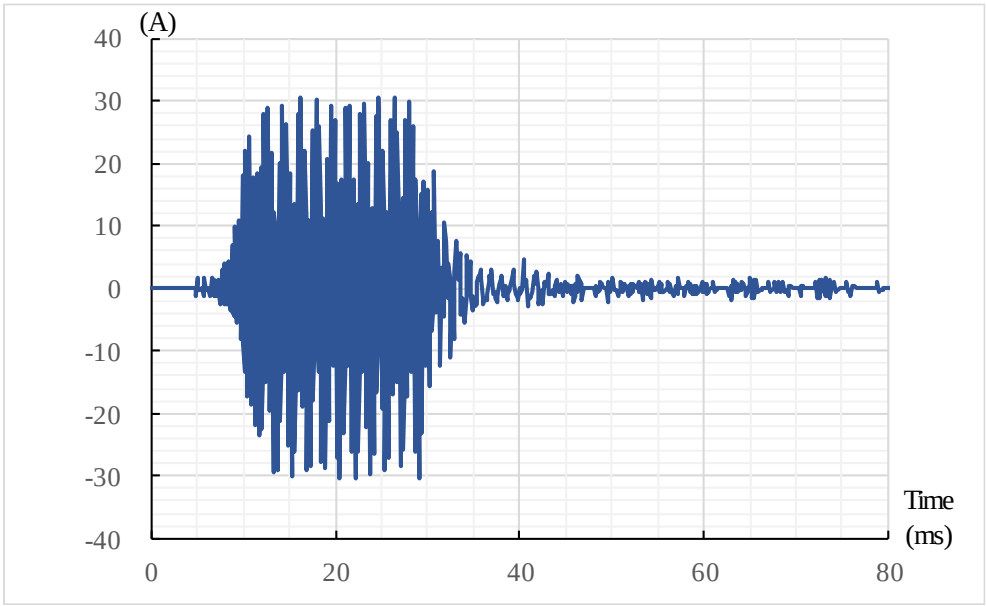


(b) 전류명령

그림 4.21 Yoon et al. [31], Kim et al. [32] 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과



(a) 추정주파수 및 ANF 의 활성화 여부



(b) 전류명령

그림 4.22 제안된 방법을 사용한 ANF 의 2,600 Hz 부근 공진 억제결과

제 5 장 결 론

본 논문에서는 산업용 서보 시스템의 공진을 자동으로 감지하고, 억제하는 ANF 기반 공진억제방법을 개발하였다. ANF 는 자동으로 진동을 감지하고, 진동의 주파수를 추정하여 노치필터를 실시간으로 튜닝함으로써 공진을 억제한다. ANF 기반 공진억제방법을 적용함으로써 사용자 편의성을 높임으로써 초기설정에 소요되는 시간 및 비용을 절감할 수 있다. 또한 공진의 주파수나 감쇠비에 따라 적절한 노치 필터 파라미터를 튜닝하는 알고리즘을 개발해 ANF 를 구현함으로써 다양한 부하조건에서 동작가능한 장점이 있다. 더불어 Nyquist 주파수 부근에서 이산화 오차를 줄일 수 있는 이산화 방법을 적용하여 고주파 영역에서도 공진억제가 가능하다. 본 논문에서는 ANF 기반 공진억제방법을 산업용 서보 시스템에 한정하여 실험하였다. 그러나 향후 감쇠비가 비교적 낮은 공진 극점에 의해 공진이 발생하는 일반적인 페루프 제어시스템에 대해서 자동으로 공진을 감지해 억제하는 방법으로 적용이 가능할 것으로 기대한다.

참고문헌

[1] R. Automation, "제품안내 - 로봇모션제어", Apr., 2019, Available: http://rsautomation.co.kr/product/product_list.php

[2] (주)한화정밀기계, "SMT 제품소개", Apr., 2019, Available: https://www.hanwhaprecisionmachinery.co.kr/product/product_list.asp

[3] (주)제이스텍, "제품소개 - LCD 모듈제조", Apr., 2019, Available: http://www.jastech.co.kr/kr/c_product/06_lcd/02_pbpc.html

[4] T.-I. Kim, J.-S. Han, T.-H. Oh, Y.-S. Kim, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, "Adaptive-Notch-Filter Depth Tuning Method to Suppress Resonance in Industrial Robots," presented at the The 1st IFAC Workshop on Robot Control (WROCO 2019), 2019.

[5] W. Bahn, D.-I. D. Cho, S.-H. Lee, and S.-S. Lee, "Tuningless servo controller using variable structure control and disturbance compensation," in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2014, pp. 96-99: IEEE.

[6] J.-h. 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.

[7] J. Han, T. Kim, J. Park, T. Oh, J. Lee, S. Kim, S. Lee, S. Lee, and D. D. Cho, "Gain selection method for robustness enhancement in sliding mode control combined with decoupled disturbance compensator with unknown inertia in industrial servo systems," in *2017 17th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 2017, pp. 1713-1717.

[8] J.-S. Han, T.-I. Kim, T.-H. Oh, Y.-S. Kim, J.-H. Lee, S.-O. Kim, S.-S. Lee, and S.-H. Lee, "Frequency-Domain Design Method for Discrete-time Sliding Mode Control and Generalized Decoupled Disturbance Compensator with Industrial Servo Applications," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 22, pp. 96-101, 2018.

[9] 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.

[10] J.-S. Han, W. Bahn, T.-I. Kim, J.-H. Park, S.-S. Lee, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, "Decoupled disturbance compensation under control saturation with discrete-time variable structure control method in industrial servo systems," in *2016 16th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 2016, pp. 1453-1457: IEEE.

[11] N. C. Singer, "Residual vibration reduction in computer controlled machines," 1989.

[12] H. Shim, H. Kim, and C. C. Chung, "Design and experiment of add-on track following controller for optical disc drives based on robust output regulation," in *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, 2004, vol. 2, pp. 1829-1835 vol.2.

[13] D. Lee, J. H. Lee, and J. Ahn, "Mechanical vibration reduction control of two-mass permanent magnet synchronous motor using adaptive notch filter with fast Fourier transform analysis," *IET Electric Power Applications,* vol. 6, no. 7, pp. 455-461, 2012.

[14] P. A. Regalia, "An improved lattice-based adaptive IIR notch filter," *IEEE transactions on signal processing,* vol. 39, no. 9, pp. 2124-2128, 1991.

[15] B. Riedle and P. Kokotovic, "Integral manifolds of slow adaptation," *IEEE Transactions on Automatic Control,* vol. 31, no. 4, pp. 316-324, 1986.

[16] T.-I. Kim, J.-S. Han, T.-H. Oh, Y.-S. Kim, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, "A New Accurate Discretization Method for High-Frequency Component Mechatronics Systems," *Mechatronics,* accepted for publication, July, 2018.

[17] S.-C. Pei and H.-J. Hsu, "Fractional bilinear transform for analog-to-digital conversion," *IEEE transactions on signal processing,* vol. 56, no. 5, pp. 2122-2127, 2008.

[18] M. Gupta, M. Jain, and B. Kumar, "Novel class of stable wideband recursive digital integrators and differentiators," *IET signal processing*, vol. 4, no. 5, pp. 560-566, 2010.

[19] Z. Xin, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Realization of digital differentiator using generalized integrator for power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6520-6523, 2015.

[20] T. Nguyen-Van, "An Observer Based Sampled-data Control for Class of Scalar Nonlinear Systems Using Continualized Discretization Method," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 16, no. 2, pp. 709-716, 2018.

[21] D. Pan, X. Ruan, and X. Wang, "Direct realization of digital differentiators in discrete domain for active damping of LCL-type grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.

[22] Y. Q. Chen and K. L. Moore, "Discretization schemes for fractional-order differentiators and integrators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 363-367, 2002.

[23] B. M. Vinagre, Y. Q. Chen, and I. Petráš, "Two direct Tustin discretization methods for fractional-order differentiator/integrator," *Journal of the franklin institute*, vol. 340, no. 5, pp. 349-362, 2003.

[24] R. S. Barbosa, J. T. Machado, and M. F. Silva, "Time domain design of fractional differintegrators using least-squares," *Signal Processing*, vol. 86, no. 10, pp. 2567-2581, 2006.

[25] B. Krishna, "Studies on fractional order differentiators and integrators: A survey," *Signal Processing*, vol. 91, no. 3, pp. 386-426, 2011.

[26] M. Romero, A. de Madrid, C. Manoso, and B. Vinagre, "IIR approximations to the fractional differentiator/integrator using Chebyshev polynomials theory," *ISA transactions*, vol. 52, no. 4, pp. 461-468, 2013.

[27] C. I. Muresan, S. Folea, G. Mois, and E. H. Dulf, "Development and implementation of an FPGA based fractional order controller for a DC motor," *Mechatronics*, vol. 23, no. 7, pp. 798-804, 2013.

[28] P. Shah and S. Agashe, "Review of fractional PID controller," *Mechatronics,* vol. 38, pp. 29-41, 2016.

[29] R. Barsainya, T. K. Rawat, and M. Kumar, "Design of minimum multiplier fractional order differentiator based on lattice wave digital filter," *ISA transactions,* vol. 66, pp. 404-413, 2017.

[30] Z. Xin, P. C. Loh, X. Wang, F. Blaabjerg, and Y. Tang, "Highly Accurate Derivatives forLCL-Filtered Grid Converter With Capacitor Voltage Active Damping," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 31, no. 5, pp. 3612-3625, 2016.

[31] J.-M. Yoon, W. Bahn, T.-I. Kim, J.-S. Han, S.-H. Lee, and D.-i. D. Cho, "Discrete derivative method for adaptive notch filter-based frequency estimators," *International Journal of Control, Automation and Systems,* vol. 15, no. 2, pp. 668-679, 2017.

[32] T.-I. Kim, J.-S. Han, J.-H. Park, T.-H. Oh, J.-h. Lee, S.-O. Kim, S.-S. Lee, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, "Application of discrete derivative method with a new frequency mapping technique for adaptive-notch-filter based vibration control in industrial servo systems," in *Control Technology and Applications (CCTA), 2017 IEEE Conference on*, 2017, pp. 414-419: IEEE.

[33] M. A. Al-Alaoui, "Al-Alaoui operator and the new transformation polynomials for discretization of analogue systems," *Electrical Engineering,* vol. 90, no. 6, pp. 455-467, 2008.

[34] S. Mahata, S. K. Saha, R. Kar, and D. Mandal, "A metaheuristic optimization approach to discretize the fractional order Laplacian operator without employing a discretization operator," *Swarm and Evolutionary Computation,* 2018.

[35] K. Sugiura and Y. Hori, "Vibration suppression in 2- and 3-mass system based on the feedback of imperfect derivative of the estimated torsional torque," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 43, no. 1, pp. 56-64, 1996.

[36] C. Wilson, "Using notch filters in motion control–part 1," *Motion Control*, pp. 19-22, 1992.

[37] D. Sepasi, R. Nagamune, and F. Sassani, "Tracking Control of Flexible Ball Screw Drives With Runout Effect and Mass Variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1248-1256, 2012.

[38] P. Handel and A. Nehorai, "Tracking analysis of an adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 2, pp. 281-291, 1994.

[39] H. Kim, W. H. Kim, C. C. Chung, and H. Shim, "Track Following Controller for Optical Disk Drives Based on Adaptive Output Regulation," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 38, no. 1, pp. 25-30, 2005/01/01/ 2005.

[40] D. Fengdan, W. Youyi, and Z. Jianying, "Track following control design for ODDs by employing repetitive two-degree-of-freedom control scheme," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 1186-1195, 2003.

[41] S. H. Kia, H. Henao, and G. Capolino, "Torsional Vibration Effects on Induction Machine Current and Torque Signatures in Gearbox-Based Electromechanical System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4689-4699, 2009.

[42] S. H. Kia, H. Henao, and G. Capolino, "Torsional Vibration Assessment Using Induction Machine Electromagnetic Torque Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 209-219, 2010.

[43] S. N. Vukosavic and M. R. Stojic, "Suppression of torsional oscillations in a high-performance speed servo drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 108-117, 1998.

[44] L. Gang, "A stable and efficient adaptive notch filter for direct frequency estimation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 8, pp. 2001-2009, 1997.

[45] H. Liu and S. Li, "Speed Control for PMSM Servo System Using Predictive Functional Control and Extended State Observer," *IEEE*

Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 1171-1183, 2012.

[46] J. M. Pak, C. K. Ahn, P. Shi, and M. T. Lim, "Self-recovering extended Kalman filtering algorithm based on model-based diagnosis and resetting using an assisting FIR filter," *Neurocomputing*, vol. 173, pp. 645-658, 2016/01/15/ 2016.

[47] J. S. Bang, H. Shim, S. K. Park, and J. H. Seo, "Robust Tracking and Vibration Suppression for a Two-Inertia System by Combining Backstepping Approach With Disturbance Observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3197-3206, 2010.

[48] J. N. Yun, J. Su, Y. I. Kim, and Y. C. Kim, "Robust Disturbance Observer for Two-Inertia System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2700-2710, 2013.

[49] P. A. Ioannou and J. Sun, *Robust adaptive control*. Courier Corporation, 2012.

[50] W. Bahn, T.-I. Kim, S.-H. Lee, and D.-I. D. Cho, "Resonant frequency estimation for adaptive notch filters in industrial servo systems," *Mechatronics*, vol. 41, pp. 45-57, 2017/02/01/ 2017.

[51] M. Steinbuch, "Repetitive control for systems with uncertain period-time," *Automatica*, vol. 38, no. 12, pp. 2103-2109, 2002/12/01/ 2002.

[52] K.-S. Kim and K.-H. Rew, "Reduced order disturbance observer for discrete-time linear systems," *Automatica*, vol. 49, no. 4, pp. 968-975, 2013/04/01/ 2013.

[53] M. Vasak and N. Peric, "Protective predictive control of electrical drives with elastic transmission," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 2235-2240.

[54] P. Stoica and A. Nehorai, "Performance analysis of an adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 36, no. 6, pp. 911-919, 1988.

[55] S. Carrière, S. Caux, and M. Fadel, "Optimised speed control in state space for PMSM direct drives," (in En), *IET Electric Power Applications,* vol. 4, no. 3, pp. 158-168, 2010.

[56] T.-I. Kim, W. Bahn, J.-M. Yoon, J.-S. Han, J.-H. Park, S.-S. Lee, S.-H. Lee, and D.-I. Cho, "Online tuning method for notch filter depth in industrial servo systems," in *Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese*, 2016, pp. 9514-9518: IEEE.

[57] J. Kang, S. Chen, and X. Di, "Online detection and suppression of mechanical resonance for servo system," in *2012 Third International Conference on Intelligent Control and Information Processing*, 2012, pp. 16-21.

[58] Y. Kwangjin, C. Youngjin, and C. Wan Kyun, "On the tracking performance improvement of optical disk drive servo systems using error-based disturbance observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 52, no. 1, pp. 270-279, 2005.

[59] D. W. Clarke, "On the design of adaptive notch filters," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing,* vol. 15, no. 7, pp. 715-744, 2001.

[60] P. Schmidt and T. Rehm, "Notch filter tuning for resonant frequency reduction in dual inertia systems," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, 1999, vol. 3, pp. 1730-1734 vol.3.

[61] H. K. Khalil and J. W. Grizzle, *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002.

[62] J. Huang, *Nonlinear output regulation: theory and applications*. Siam, 2004.

[63] J. Levin and P. Ioannou, "Multirate adaptive notch filter with an adaptive bandwidth controller for disk drives," in *2008 American Control Conference*, 2008, pp. 4407-4412.

[64] K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, "Motion control for advanced mechatronics," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics,* vol. 1, no. 1, pp. 56-67, 1996.

[65] Y. Xiong and Y. Li, "Modified Internal Model Control Scheme for the Drive Part with Elastic Joints in Robotic System," *Journal of Intelligent & Robotic Systems,* journal article vol. 79, no. 3, pp. 475-485, August 01 2015.

[66] W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Microstepping Using a Disturbance Observer and a Variable Structure Controller for Permanent-Magnet Stepper Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 60, no. 7, pp. 2689-2699, 2013.

[67] T. J. Rehm and P. B. Schmidt, "Method and apparatus for reducing resonance in a dual inertia system," ed: Google Patents, 2000.

[68] H. Nakamura, S. Takamatsu, and Y. Kaku, "Mechanical vibration detector and vibration damping controller," ed: Google Patents, 1999.

[69] K. Fujita and K. Sado, "Instantaneous speed detection with parameter identification for AC servo systems," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 28, no. 4, pp. 864-872, 1992.

[70] A. M. Schneider, J. T. Kaneshige, and F. D. Groutage, "Higher order s-to-z mapping functions and their application in digitizing continuous-time filters," *Proceedings of the IEEE,* vol. 79, no. 11, pp. 1661-1674, 1991.

[71] H. Liu, R. Ortega, and G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control,* vol. 44, no. 4, pp. 698-713, 1999.

[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.

[73] H. Hajimolahoseini, M. R. Taban, and H. Soltanian-Zadeh, "Extended Kalman Filter frequency tracker for nonstationary harmonic signals," *Measurement,* vol. 45, no. 1, pp. 126-132, 2012/01/01/ 2012.

[74] M. Yazdanian, A. Mehrizi-Sani, and M. Mojiri, "Estimation of Electromechanical Oscillation Parameters Using an Extended Kalman Filter," *IEEE Transactions on Power Systems,* vol. 30, no. 6, pp. 2994-3002, 2015.

[75] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, and L. H. Diaz-Saldierna, "Disturbance Rejection Control Scheme for Optical Disk Drive Systems," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 46, no. 10, pp. 3772-3777, 2010.

[76] J. Cadzow, "Digital notch filter design procedure," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing,* vol. 22, no. 1, pp. 10-15, 1974.

[77] H. H. Choi, N. T. Vu, and J. Jung, "Digital Implementation of an Adaptive Speed Regulator for a PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 26, no. 1, pp. 3-8, 2011.

[78] S. Yang and S. Wang, "The Detection of Resonance Frequency in Motion Control Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 50, no. 5, pp. 3423-3427, 2014.

[79] X. Jinbang, W. Wenyu, S. Anwen, and Z. Yu, "Detection and reduction of middle frequency resonance for an industrial servo," *Control Engineering Practice,* vol. 21, no. 7, pp. 899-907, 2013/07/01/ 2013.

[80] M. Myers, M. Bodson, and F. Khan, "Design of Drives for Inverter-Assisted Induction Generators," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 48, no. 6, pp. 2147-2156, 2012.

[81] J. S. Lim, J. R. Ryoo, Y. I. Lee, and S. Y. Son, "Design of a Fixed-Order Controller for the Track-Following Control of Optical Disc Drives," *IEEE Transactions on Control Systems Technology,* vol. 20, no. 1, pp. 205-213, 2012.

[82] R. Muszynski and J. Deskur, "Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 57, no. 2, pp. 544-552, 2010.

[83] C. Tang, L. Guo, and X. Wang, "Application of periodic mean superposition in the middle-to-long term hydrological prediction in Cuntan station," *China Rur. Water Hydrop.,* vol. 8, pp. 15-17, 2007.

[84] W. Bahn, J.-M. Yoon, N.-K. Hahm, S.-S. Lee, S.-H. Lee, and D.-I. Cho, "Application of adaptive notch filter for resonance suppression in industrial servo systems," in *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2014 14th International Conference on*, 2014, pp. 976-979: IEEE.

[85] W. Bahn, J. Yoon, N. Hahm, S. Lee, S. Lee, and D. Cho, "Application of adaptive notch filter for resonance suppression in industrial servo systems," in *2014 14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2014)*, 2014, pp. 976-979.

[86] K. Kim, "Analysis of Optical Data Storage Systems—Tracking Performance With Eccentricity," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1056-1062, 2005.

[87] B. Friedlander and J. Smith, "Analysis and performance evaluation of an adaptive notch filter," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 30, no. 2, pp. 283-295, 1984.

[88] H. Shim and N. H. Jo, "An almost necessary and sufficient condition for robust stability of closed-loop systems with disturbance observer," *Automatica*, vol. 45, no. 1, pp. 296-299, 2009/01/01/ 2009.

[89] I. D. Landau, M. Alma, J. J. Martinez, and G. Buche, "Adaptive Suppression of Multiple Time-Varying Unknown Vibrations Using an Inertial Actuator," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 19, no. 6, pp. 1327-1338, 2011.

[90] W. Kim, H. Kim, C. C. Chung, and M. Tomizuka, "Adaptive Output Regulation for the Rejection of a Periodic Disturbance With an Unknown Frequency," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 1296-1304, 2011.

[91] Q. Zhang, "Adaptive observer for multiple-input-multiple-output (MIMO) linear time-varying systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 3, pp. 525-529, 2002.

[92] 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.

[93] M. Bodson and S. C. Douglas, "Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency," *Automatica*, vol. 33, no. 12, pp. 2213-2221, 1997.

[94] H. Kim, H. Shim, and N. H. Jo, "Adaptive Add-On Output Regulator for Rejection of Sinusoidal Disturbances and Application to Optical Disc Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5490-5499, 2014.

[95] J.-J. Liu and Y.-P. Yang, "Active runout cancellation for fine-seeking control in optical disk drives," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 29, no. 6, pp. 429-443, 2008.

Abstract

This paper presents an adaptive notch filter (ANF) for industrial servo systems that detects vibrations and suppresses resonances automatically. Servo systems are widely utilized in industrial robots. Generally, when the user of the servo system increases the controller gain to achieve high performance of a servo system, a resonance may occur due to the resonance poles of the plant. However, tuning the control parameters of the previous servo systems are highly complicated, and thus, it takes tremendous time and cost to set up industrial robots that composed of multiple axes of servo systems. The ANF proposed in this paper becomes enabled when it detects vibration. The ANF estimates the frequency of the vibration and searches for the proper notch depth to suppress the resonance by tuning the notch filter parameters. When the resonance is suppressed, the ANF sets the notch frequency and the notch depth to the fixed-parameter notch filter and become disabled. The proposed method automatically suppresses the resonance, and thus, this method can save time and the cost for the initial setting of the

industrial robots. Moreover, a new discretization method is developed to improve the resonance suppression performance of the proposed system near the Nyquist frequency. In this paper, the developed ANF is implemented on industrial servo systems to show the resonance suppression performance, and the proposed method successfully suppresses the mechanical resonances.

Keywords: adaptive notch filter, resonance suppression, servo system, frequency estimation
Student number: 2016-30206

감사의 글

바쁘고 정신 없었던 지난 4 년, 관악에서의 생활을 돌이켜보면 늘 감사한 분들이 곁에 계셨습니다. 부족한 제가 박사학위과정을 무사히 마무리 지을 수 있었던 것은 저를 이끌어주시고, 도와주시고, 응원해 주신 분들 덕분입니다. 이 자리를 빌어 깊은 감사의 말씀을 올립니다.

먼저 저의 학위과정을 지도해주신 조동일 교수님께 감사드립니다. 2008 년 2 학기 제어공학개론 수업 이후로 SML 아르바이트, 학부 연구 프로젝트, 졸업프로젝트, 석사과정, 박사과정을 진행하는 동안 늘 성심성의껏 지도해 주셨습니다. 교수님의 연구에 대한 열정을 가까이서 배울 수 있는 소중한 시간이었습니다. 앞으로도 교수님의 가르침대로 담담하고, 당당하게 살아가겠습니다. 또한 연구에 대해 많은 조언을 주시고, 학위논문을 심사해 주신 이범희 교수님, 심형보 교수님, 양인순 교수님께도 감사의 말씀을 드립니다.

알에스오토메이션 임직원분들께 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 연구에 적극적으로 지원해주신 강덕현 사장님께 감사드립니다. 선배 엔지니어로서 연구에 많은 조언을 주시고, 학위심사를 흔쾌히 맡아주신 이상훈 연구소장님께 감사드립니다. 연구를 진행하면서 아이디어를 구현하고 실험하는 데 늘, 큰 도움을 주신 개발팀 직원분들께도 감사의 말씀을 전합니다.

서보팀의 고된 연구 일정에도 불구하고, 한걸음씩 나아가 성과를 얻을 수 있었던 것은 뛰어난 팀원들 덕분입니다. 팀장으로서 늘 든든한 마음이 들었습니다. 각자의 자리에서 항상 성실하게 일해준 서보팀원들에게 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 지석이, 태호, 영석이, 현택이, 대영이 모두 좋은 결과 있기를 바랍니다. 지금은 졸업한 욱이형, 종민이, 지호에게도 감사드립니다. 팀이 달라 함께 연구를 진행하지는 못하였지만, 연구실 생활에 많은 도움을 주신 동훈이형, 석준이형, 형정이, 태재, 민재, 서

형이, 홍진이, 민기, 윤재, 훈이, 철홍이, 창현이, 진우, 태호, 보배로, 준호, 태엽이, 승현이, 지성이, 애련이 모두 감사합니다.

마지막으로 사랑으로 저를 지탱해주시는 가족들께 감사드립니다. 공부하는 아들 보며 마음 고생이 많으셨을 부모님께 감사드립니다. 말로는 그 은혜를 다 표현하기 어렵습니다. 이렇게나마 부모님의 헌신에 존경과 감사를 표합니다. 부모님을 본받아 좋은 아버지가 되겠습니다. 늘 오빠 걱정해주던 정인이도 감사합니다. 어린시절 추억을 함께 회상하는 것만으로도 지친 일상에 큰 위로가 되었습니다. 매부와 언제나 행복하길 기원합니다. 항상 너그러이 보살펴 주시는 아버님, 어머님께 감사드립니다. 앞으로 아내와 잘 사는 모습 보여드리는 것이 가장 큰 효도라고 생각하고 열심히 살겠습니다. 제가 바쁠 때, 아이 때문에 정신 없을 때 많이 도와준 처제와 동서에게 감사의 말씀 전하며, 늘 행복이 깃들기를 바랍니다. 학위과정 중 찾아와 준 보물과도 같은 내 딸 나연이에게 감사합니다. 이른 아침 아빠를 부르는 신난 목소리와 해맑은 미소에 고된 전날의 피로가 다 풀리는 듯 했습니다. 지금처럼 밝고, 건강하게 자라나기를 기원합니다. 끝으로 학위과정 동안 저보다도 고생이 많았을 지도 모를, 사랑하는 아내 한정화에게 감사드립니다. 결혼한지 반 년만에 잘 다니던 직장을 그만두고 공부하러 가겠다는 남편을 믿고 가장 든든한 지원군이 되어 주었습니다. 그 동안의 고생에 대해 보답하며 살 수 있도록 노력하겠습니다. 고맙습니다.