

적응형 노치 필터에 의한 PMSM을 이용한 선형 피드 시스템의 진동 억제

李東熙[†]

A Vibration Rejection of Linear Feeder System with PMSM using Adaptive Notch Filter

Dong-Hee Lee

요 약

Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM)는 볼스크류, 기어 및 타이밍 벨트를 이용하여 NC, 가공기, 로봇 및 공장 자동화를 포함하여 산업 시스템 전반에 널리 사용되고 있다. 이러한 PMSM과 부하의 결합으로 구성된 시스템은 동력의 전달에 있어서, 고유의 공진 주파수를 가지며 공진 주파수 대역에서의 기계계의 응답 특성은 매우 불안정하고, 기계 시스템의 손상을 일으키게 된다.

본 논문에서는 PMSM을 이용한 직선 운동 시스템에서 기계적인 결합에 의한 기구부의 진동을 억제하기 위하여 진동 주파수를 자동으로 검출하여, 진동의 원인이 되는 토크 지령 신호를 억제하는 적응형 노치 필터를 포함하는 속도 제어 시스템을 제안한다. 하지만, 기계적인 진동 주파수와 주파수의 대역은 전동기에 결합된 결합 기구 및 부하에 따라서 변동하는 특성을 가지고 기계적인 진동의 크기도 진동원이 되는 신호에 따라 변동하므로, 이를 적응형 노치 필터부에서 이를 진단하여 진동 주파수를 자동으로 억제함으로써 안정적인 운전이 가능하도록 설계된다.

본 논문에서 제안된 기계적인 진동을 억제하기 위한 적응형 노치 필터의 성능은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

The Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM) drive systems with ball-screw, gear and timing-belt are widely used in industrial applications such as NC machine, machine tools, robots and factory automation. These systems have torsional vibration in torque transmission from servo motor to mechanical load due to the mechanical couplings. This vibration makes it difficult to achieve quick responses of speed and may result in damage to the mechanical plant.

This paper presents adaptive notch filter with auto searching function of vibration frequency to reject the mechanical vibration of linear feeder system with PMSM. The proposed adaptive notch filter can suppress the torque command signal of PMSM in the resonant bandwidth for reject the mechanical torsional vibration. However, the resonant frequency can vary with conditions of mechanical load system and coupling devices, adaptive notch filter can auto search the vibration frequency and suppress the vibration signal bandwidth.

Computer simulation and experimental results shows the verification of the proposed adaptive notch filter in linear feeder system with PMSM.

Key Words : Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM), Torsional vibration, Linear feeder system, Adaptive notch filter, Vibration reduction

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 토크와 가감속 특성 및 고정밀 제어 특성으로 인하여 전동기 응용시스템에 널리 사용되고 있으며, 특히 볼스크류, 기어 및 타이밍 벨트를 이용한 PMSM 구동 시스템은 NC, 가공기, 로봇 및 공장 자동화를 포함하여 산업 시스템 전반에 널리 사용되고 있다. 이러한 PMSM을 포함한 전체 시스템의 제어 성능은 산업용 장치를 사용한 제품의 가공 정밀도 및 단위 시간당 생산량에 대한 척도가 되므로 매우 중요하다. 제어의 정밀도나 전체 시스템의 응답성을 향상시키기 위해서는 전동기와 부하가 직접 결합되는 형태가 가장 유리하지만, 일반적으로 산업용 제어 장치에서 전동기는 Direct-Drive를 제외하고는 부하와 커플링 또는 텐션이 있는 연결부에 의해서 부하 장치와 결합되는 형태가 가장 널리 사용되고 있다^[1,2].

이러한 전동기와 부하의 결합으로 구성된 시스템은 동력의 전달에 있어서, 고유의 공진 주파수를 가지며 공진 주파수 대역에서의 기계계의 응답 특성은 매우 불안정하고, 기계 시스템의 손상을 일으키게 된다. 특히, 시스템의 응답성을 높이기 위해 제어이득을 증가시키면, 공진 대역의 소신호가 크게 증폭되어 전동기에 입력되므로 이 신호에 의한 공진 현상이 크게 발생하게 된다. 따라서 전체 제어시스템의 속응성을 높이기 위한 제어 이득의 크기를 증가시키기 어렵고, 전체 제어시스템의 응답 주파수를 공진 대역 이하로 설정해야 하는 문제가 발생한다^[3].

기계부하를 포함하는 전체 제어 시스템의 공진을 억제하기 위한 몇 가지 방법들이 연구되었는데, 산업 현장에서 가장 일반적인 방식은 속도 제어기의 응답 주파수 대역을 공진 주파수 대역 이하로 억제하는 방식이다. 이 방식은 속도 제어기의 제어 이득을 감소시킴으로써 쉽게 적용할 수 있는 방법이지만, 근본적인 대책이 될 수 없고, 또한 제어이득의 감소로 인하여 제어 성능이 저하되는 근본적인 문제를 가지고 있다. 한편 기계 시스템의 공진 주파수 대역을 제어 시스템의 응답 주파수 이상으로 증가시키기 위해서 기계 부하와 전동기의 결합 강도를 높이는 방법도 사용되고 있는데^[4], 이 방식은 결합 강도를 높이기 위한 부가적인 기계

장치가 사용되므로, 경제적인 문제가 발생하고, 결합 강도를 높이기 위한 별도의 장치들이 적용되어야 하는 번거로움이 존재한다.

한편, 관측기 기법의 적용을 통하여 부하측의 속도를 추정하여 이를 사용함으로써, 공진을 억제하기 위한 방법들도 연구되었다^[5-7]. 이 방식들은 2관성 또는 다관성 기계 시스템에서의 공진을 억제하기 위해 부하측의 상태를 추정하기 위한 관측기 또는 칼만필터 등을 사용하고 있는데, 일반적으로 관측기 기법은 전동기와 부하의 수식적인 모델링을 바탕으로 상태를 추정하게 되므로 수식적인 모델링의 적합성에 의존적이며, 전체 제어 시스템은 관측기의 제어 이득이나, 시상수에 매우 민감하게 되는 문제가 있다.

본 논문에서는 PMSM을 적용한 직선 운동 시스템에서 기계적인 결합에 의한 기구부의 진동을 억제하기 위하여 진동 주파수를 자동으로 검출하여, 진동의 원인이 되는 토크 출력을 억제하는 적용형 노치 필터를 가지는 속도 제어 시스템을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 적용형 노치 필터는 PMSM과 부하 기구부의 결합에 의해 발생하는 기계적인 진동을 억제하기 위하여, 기계적인 진동의 원인이 되는 주파수 대역의 신호를 전동기에 인가되지 않도록 차단하는 방식이다. 하지만, 기계적인 진동 주파수와 주파수의 대역은 전동기에 결합된 결합 기구 및 부하에 따라서 변동하는 특성을 가지고 기계적인 진동의 크기도 진동원이 되는 신호에 따라 변동하므로, 이를 적용형 노치 필터부에서 상시 진단하여 억제함으로써 안정적인 운전이 가능하도록 설계된다.

본 논문에서 제안된 기계적인 진동을 억제하기 위한 적용형 노치 필터의 성능은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다.

2. 선형 피드 시스템에서의 2관성 모델과 기계 공진

일반적으로 선형 피드 시스템은 PMSM과 이를 동력원으로 하는 모션장치의 결합으로 구성되며, PMSM과 기구부의 결합은 대부분 커플링 또는 타이밍 벨트와 같은 결합장치가 사용된다. 따라서 전동기의 토크는 직접 부하에 전달되지 않고, 기계적인 고유의 탄성 및 댐핑 특성을 가지고 있는 결합부 및 기구부를 통하여 부하에 전달된다^[5-9]. 전동기와 부하의 결합이 매우 단순하여 토크의 전달이 선형적으로 전달되는 경우에는 전동기에 회전형 관성이 부착되는 단순한 1관성계

† 교신저자 : 정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부
전임강사

E-mail : leedh@ks.ac.kr

접수일자 : 2005. 12. 19

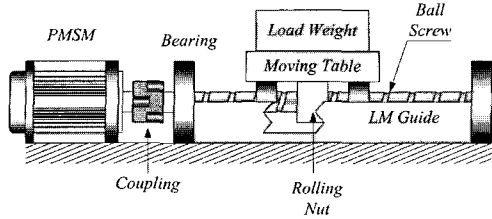
2차 심사 : 2006. 4. 10

1차 심사 : 2006. 2. 24

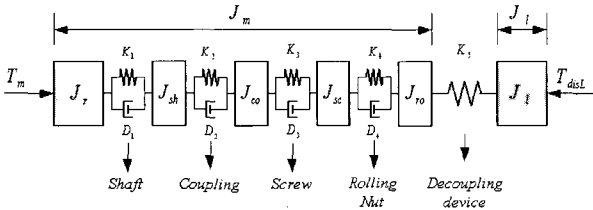
심사완료 : 2006. 4. 11

의 시스템으로 고려될 수 있지만, 실제적인 선형 피드 시스템에서는 전동기와 부하의 결합은 단순한 1관성계로 표현되기 어렵다.

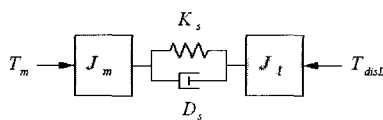
그림 1은 PMSM을 적용한 대표적인 선형 피드 시스템 볼 스크류를 사용하는 직선 운동 장치를 나타내고 있다. 그림 1(a)에서 PMSM은 부하와 커플링, 볼 스크류 및 롤링 너트를 통하여 연결되어 있으며, 이는 그림 1(b)의 전동기의 회전자와 샤프트, 커플링, 볼 스크류, 롤링 너트 및 부하연결부의 다중 관성 모델로 표현할 수 있다.



(a) 볼스크류를 적용한 선형 피드 시스템



(b) 피드 시스템의 다관성 모델링



(c) 간략화된 2관성 모델

그림 1 볼스크류를 이용한 직선 구동 시스템의 2관성 모델
Fig. 1 The two-mass modeling of linear feed-drive system with ball screw

이중에서 전동기의 회전자와 샤프트는 매우 강하게 결합되어 있고, 직선형 기구장치도 부하를 제외하고는 전동기 시스템에서 동일한 특성을 가지고 있으므로, 그림 1(b)의 다중 관성 모델은 전동기와 직선 기구부를 포함하는 그림 1(c)의 전동기구부와 부하의 2 관성 모델로 표현이 가능하다.

그림 2는 그림 1의 볼 스크류를 적용한 직선 운동 시스템의 2관성 모델에 대한 토크 전달함수를 나타내

고 있다. 그림 2에서 전동기의 토크 T_m 은 완충 역할을 하는 스프링 상수 K_s 및 댐핑계수 D_s 를 통하여 부하측에 전달되며, 여기에서 외란 부하 T_{dist} 을 제외한 나머지가 부하의 속도 변동 요인으로 작용하게 된다.

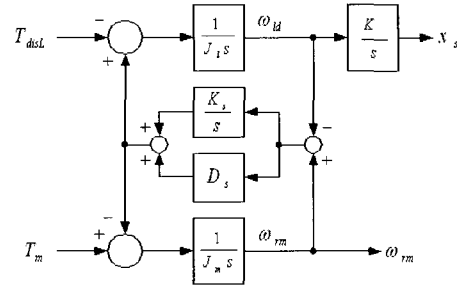


그림 2 2관성 시스템의 전달 함수 모델
Fig. 2 The transfer function model of two-mass system

이때, 전동기 토크와 전동기의 속도 및 부하 속도에 대한 전달함수는 2관성 모델에서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\omega}{T_m} = \frac{\frac{1}{J_m} \left(s^2 + \frac{1}{J_l} D_s s + \frac{1}{J_l} K_s \right)}{s^3 + \frac{(J_m + J_l)}{J_m J_l} D_s s^2 + \frac{(J_m + J_l)}{J_m J_l} K_s s} \quad (1)$$

$$\frac{\omega_{ld}}{T_m} = \frac{\frac{1}{J_m J_l} (D_s s + K_s)}{s^3 + \frac{(J_m + J_l)}{J_m J_l} D_s s^2 + \frac{(J_m + J_l)}{J_m J_l} K_s s} \quad (2)$$

단, ω, ω_{ld} : 전동기 및 부하측 회전속도 [rad/sec]

T_m : 서보 전동기 출력 토크 [Nm]

J_m, J_l : 전동기 및 부하측 관성 계수 [$Nm \cdot s^2$]

K_s : 스프링 상수 [Nm/rad]

D_s : 댐핑 계수 [Nm/rad/s]

이때, 시스템 전체의 고유 공진 주파수 및 반 공진 주파수는 시스템에서의 댐핑과 마찰을 무시하면 전달 함수를 통하여 다음과 같이 계산될 수 있다^[5-7].

$$\omega_{res} = \sqrt{K_s \cdot \frac{(J_m + J_l)}{J_m J_l}} \quad (3)$$

$$\omega_{ars} = \sqrt{K_s \cdot \frac{1}{J_l}} \quad (4)$$

즉, 전동기와 결합된 부하는 부하와 전동기의 관성 및 결합에 따른 스프링 상수에 따라 기계적인 공진을 발생하게 되며, 만약 제어기의 제어 신호가 공진 주파수 부근에서 전동기의 입력으로 작용하게 되면, PMSM의 부하 기구부는 제어 입력에 따라 진동하게 된다.

그림 3은 2관성 모델로 표현되는 전동기와 부하 시스템에 대한 속도 제어기의 보오드 선도를 나타내고 있다. 그림에서 전달 함수의 이득이 급격히 증가하는 부분의 공진 주파수는 식 (3)에 의해 결정되고, 제어 입력에 대하여 출력이 나타나지 않는 부분의 반 공진 주파수는 식 (4)에 의해 결정된다.

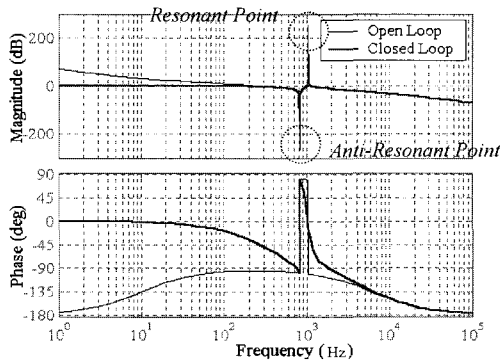


그림 3 2관성 시스템의 속도 제어기에 대한 보오드 선도
Fig. 3 The bode diagram of speed controller with 2-mass system

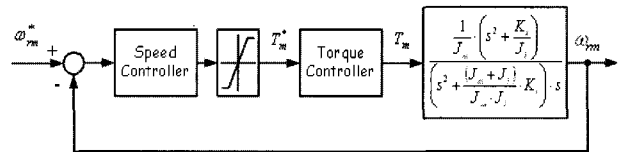
일반적으로 기구부와 전동기가 강하게 결합되어 있고, 제어기의 제어 이득이 낮은 경우에는 제어기의 제어 신호가 고유 공진 주파수보다 낮은 대역에 존재하므로 비교적 안정적인 운전이 가능하지만, 제어 성능을 향상시키기 위해 제어기의 이득을 높이는 경우에는 제어기의 신호가 공진 주파수 대역으로 접근하게 되어 진동의 원인이 된다. 또한 실제 시스템의 구현에 있어서 전압 및 전류 신호의 제어에는 다양한 주파수 대역의 노이즈가 포함되므로 이러한 원인에 의해서도 진동 대역의 주파수 신호에 의한 미세 진동의 발생이 나타날 수 있다.

3. 진동 주파수 적응형 노치 필터에 의한 진동억제

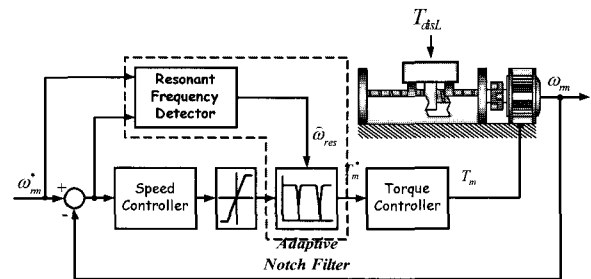
3.1 진동 억제 방식 및 진동 주파수 검출

본 논문에서는 전동기와 기계부의 결합 및 전압, 전류 신호의 검출과 시스템 노이즈에 의해 발생하는 공

진 주파수 영역에서의 전동기 진동을 억제하기 위하여, 진동 주파수 대역의 제어신호를 효과적으로 제거하기 위한 적응형 노치필터를 적용하였다. 그림 4는 일반적인 2관성 모델에 대한 속도 제어 블록과 본 논문에서 제안하는 적응형 노치 필터를 적용한 직선 구동 장치의 속도 제어 시스템을 나타내고 있다.



(a) 일반적인 속도제어기 블록도



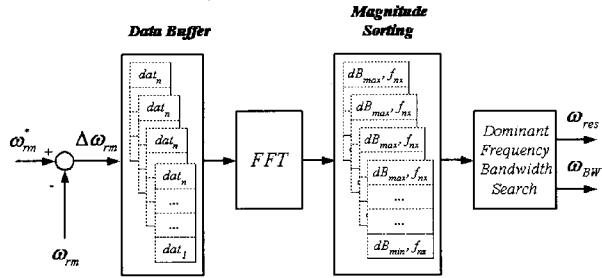
(b) 제안된 속도 제어 블록도

그림 4 제안된 직선 구동 장치의 속도 제어 시스템
Fig. 4 The proposed speed control system with feed-drive

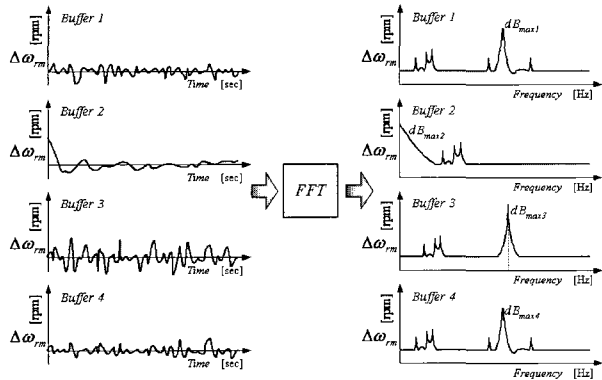
제안된 속도 제어방식은 기존의 속도 제어기에서 제어기의 출력인 토크 지령에서 기계적인 진동을 발생시키는 주파수 성분을 검출하여 진동 대역의 주파수 성분이 토크 지령으로 출력되지 않도록 억제하는 적응형 노치 필터가 토크 제어기 앞에 위치된다.

본 논문에서 적용한 적응형 노치 필터는 진동 주파수 및 진동 대역을 검출하기 위한 검출부와 검출된 진동 주파수 및 진동 대역을 억제하기 위한 디지털 노치 필터로 구성된다. 진동 주파수 및 진동 대역 검출부는 4개의 데이터 버퍼와 각 버퍼의 데이터에 대한 주파수 분석을 실시하는 FFT 분석기, 분석된 각 주파수에 대한 속도의 오차를 내림차순으로 정리하여 진동 주파수 및 진동 대역을 검출하는 검출부로 구성된다. 진동 주파수의 검출을 위하여 4개의 버퍼를 적용한 것은, 실제 구동에 있어서 속도 대역의 변동이 발생하므로, 각 변동에 대하여 지배적인 진동 주파수를 검출하기 위하여 4개의 버퍼로부터 지배적인 진동 주파수원을 분석하게 된다.

그림 5는 전동기의 진동을 분석하기 위한 4개의 데이터 버퍼와 FFT 분석기 및 분석된 데이터의 내림차순 정렬된 4개의 주파수 버퍼를 나타내고 있다.



(a) 지배 진동주파수 검출 블록도



(b) 실제 에러 데이터와 FFT 분석결과

그림 5 진동 주파수 분석도와 속도 오차 데이터 및 FFT 분석된 데이터

Fig. 5 The block diagram of vibration analysis and speed error data with it's FFT analysis

그림 5(b)에서는 속도 오차 데이터와 실시간 FFT 분석된 데이터를 나타내고 있으며, 그림 5(b)에서 Buffer 2의 최대 오차를 나타내는 데이터 dB_{max2} 는 지령속도의 변동에 의해 나타난 결과임을 알 수 있다. 1개의 데이터 버퍼에서 저장되는 데이터는 총 1024개로 1개 데이터는 속도 검출 주기인 200[μs]마다 저장되어 1개 버퍼의 총 저장구간은 204.8[ms]이다. 따라서, 지령 속도의 변동 구간에서 발생하는 최대 오차는 4개의 데이터 버퍼 중에서 한 구간에서만 발생하게 되고, 지배적인 진동 주파수 대역의 오차는 전체 버퍼에서 고르게 나타나게 된다. 따라서, 지령 속도의 변동에 의한 최대 오차 발생 대역은 전체 버퍼에서의 평균에 의해 제거 될 수 있다. 속도오차의 크기에 따라 내림

차순으로 정렬된 FFT 분석된 데이터에서 평균에 의해 최대 대역의 주파수를 선정 한 후, 진동 주파수 대역은 허용 가능한 속도 오차의 대역에 의해 결정된다. 저장된 1개의 데이터 버퍼에 대한 FFT 분석은 전류 제어 주기의 여유 시간내에서 지속적으로 함수를 호출하여 분석하게 되며, 약 200 ~ 250[ms] 정도가 소요되었다.

그림 6은 최대 진동 주파수로부터 진동 대역을 결정하기 위한 과정을 나타내고 있다. 본 논문에서 허용 가능한 속도 오차의 대역은 5[rpm]으로 선정하였고, 최대 오차가 발생하는 주파수로부터 허용 가능한 속도 오차의 대역 이하에 존재하는 주파수 ω_1, ω_2 를 검출한 후, 그 중에서 최대 진동이 발생하는 주파수와 차이가 넓은 쪽은 노치 필터의 정지 대역폭으로 결정한다.

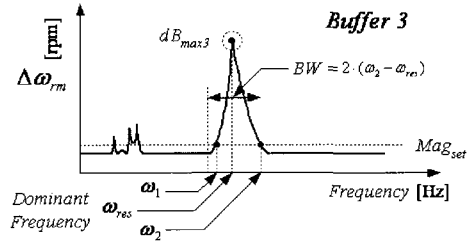


그림 6 진동 주파수에 따른 노치 필터의 정지 대역의 결정
Fig. 6 The determination of stop band of notch filter from vibration frequency

본 논문에서는 실제 디지털 노치 필터의 설계에서 -20[dB]의 이득을 가지는 디지털 노치필터를 설계하여 주파수 대역에서의 속도 오차가 매우 크고, 진동 주파수 대역이 좁은 경우는 2중의 노치 필터에 의해 정지 대역내의 신호를 차단하도록 하였다.

3.2 노치 필터의 설계

본 논문에서 적용된 적응형 노치 필터는 FFT 분석과 지배 주파수 검출 방식에 의해 결정된 지배 주파수 ω_{res} 와 대역폭으로 설계된다.

일반적인 아날로그 노치 필터의 전달 함수는 다음과 같다^[8-9].

$$G(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + bs + \omega^2} \quad (5)$$

이때, ω 는 노치 필터의 주파수이며, b 는 대역폭을 의미한다. 식 (5)으로부터 이산치 노치 필터의 설계를 위해 s 변환을 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{(z^{-2} + 1) - 2a_1z^{-1} + a_2(z^{-2} + 1)}{1 - a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (6)$$

$$a_1 = \frac{2(1 - \omega^2)}{1 + \omega^2 + b} \quad (7)$$

$$a_2 = \frac{1 + \omega^2 - b}{1 + \omega^2 + b} \quad (8)$$

즉, 노치 필터의 특성은 계수 a_1 과 a_2 에 의해서 결정된다. 노치 필터의 계수를 구하기 위하여 식(6)에서 노치 필터의 크기는 다음과 같이 주어진다.

$$|H[\exp(j\omega T)]|^2 = \frac{\{(1 + \omega^2)\cos\omega T - (1 - \omega^2)\}^2}{\{(1 + \omega^2)\cos\omega T - (1 - \omega^2)\}^2} \quad (9)$$

이를 구현하기 위한 디지털 노치 필터의 주파수를 ω_0 로 가정하고, 제어 이득의 대역폭을 Ω 로 가정하면,

$$\omega_0 = \frac{1}{T} \cos^{-1}\left(\frac{1 - \omega^2}{1 + \omega^2}\right) \quad (10)$$

$$\Omega = \frac{1}{T} \cos^{-1}\left(\frac{(1 + \omega^2)^2 - b^2}{(1 + \omega^2)^2 + b^2}\right) \quad (11)$$

식 (10)과 식 (11)로부터 ω^2 과 b 를 구하여 정리하면, 이산치 노치 필터의 계수 a_1 및 a_2 는 다음과 같이 계산된다.

$$a_1 = (1 + a_2)\cos(\omega_0 T) = \frac{2\cos\omega_0 T}{1 + \tan(\Omega T/2)} \quad (12)$$

$$a_2 = \frac{1 - \tan(\Omega T/2)}{1 + \tan(\Omega T/2)} \quad (13)$$

3.3 속도 및 토크 제어기의 설계

본 논문에서 적용된 속도 및 토크 제어기는 산업계의 전반에 널리 사용되고 있는 Anti-Windup 구조를 가지는 PI형 제어기를 적용하였다.

그림 7은 본 논문에서 적용된 속도 제어 시스템의 제어 블록을 나타내고 있다. 그림 7에서 K_{psc} 와 K_{isc} 는 PI 제어기의 비례 및 적분 이득을 나타내며, K_{asc} 는 Anti-Windup 제어 이득을 의미한다. 토크 제

어기는 PMSM의 토크 상수 K_T 에 의해 토크 성분 전류의 내부 전류 제어기로 구성되어 있으며, 전류 제어기의 응답 주파수는 8000[rad/s]로 설계하였다. 제어 블록에서 선형 피드 시스템은 간략화된 2관성 모델로 해석되었다.

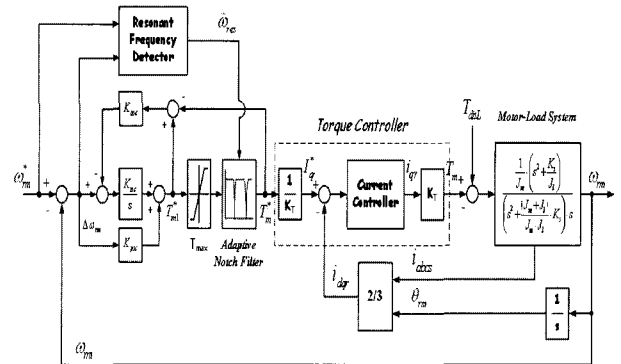


그림 7 적용된 속도 제어 블록도
Fig. 7 The proposed speed control block diagram

그림 7의 속도 제어 블록에서 토크 지령 T_m^* 은 다음과 같이 구해진다.

$$T_m^* = K_{psc} \cdot \Delta\omega_{rm} + K_{isc} \cdot \int (\Delta\omega_{rm} - K_{asc} \cdot (T_{ml}^* - T_m^*)) \cdot dt \quad (14)$$

내부 전류 제어기는 SVPWM 방식으로 구현 되었으며, 전류 제어주기는 100[μs]로 설계 되었다.

4. 실험 결과 및 검토

제안된 적용형 다중 노치필터에 의한 진동억제 방식을 검증하기 위하여 그림 1(a)의 불베어링 구조를 가지는 직선 운동 시스템에 대한 실험을 수행하였다. 제안된 알고리즘을 검증하기 위하여 DSP인 TMS320VC33-120MHz를 메인 CPU로 하는 디지털 제어기를 설계하고, 실험을 수행하였다. 실험에 적용된 ADC는 12비트급 정밀도를 가지는 Analog Device사의 AD7891을 적용하였다. SVPWM을 구현하기 위한 파워모듈은 15A급의 IPM 모듈이 적용되었으며, 전류 제어기는 100[μs]의 샘플 주기를 가지며, 200[μs]의 속도 제어 주기를 가지도록 설계 되었다. 표 1과 표 2는 실험에 적용된 PMSM과 직선 이송장치의 파라미터를 나타내고 있다.

표 1 적용된 PMSM 파라미터
Table 1 The parameters of adopted PMSM

전동기 상수	3상	전동기 극수	8극
정격 전류	2.85 [A]	정격 속도	3000[rpm]
상 저항	1.24 [Ω]	상 인덕턴스	9.6 [mH]
회전자 관성	0.163 [gf · cm · s ²]	정격 출력	400 [W]

표 2 적용된 직선 이송장치 파라미터
Table 2 The parameters of adopted balls screw feed-drive

최대 속도	1000 [mm/s]	가반 무게	25 [Kgf]
스트로크	600 [mm]	Ball Screw	$\Phi 15 \times \text{Lead}20$
LM Guide	NO15,2Rail,4Block	가속도	0.51g

그림 8은 실험 장치의 구성을 나타내고 있다. 실험에 적용된 볼스크류 구조는 600[mm] 스트로크에 20[mm] 볼 피치를 가지는 직선 운동 변환장치로, 표 1에서 제시된 PMSM과 커플링으로 결합된 형태로 구성된다. 기계적인 공진 주파수에 의한 진동은 볼스크류 이송 테이블에 5[kg]의 하중물을 부착하고, 하중물의 측면에 가속도 센서와 RION사의 VM-80으로 측정하였다.

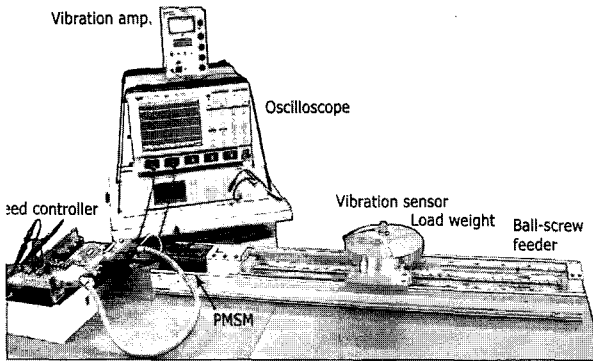
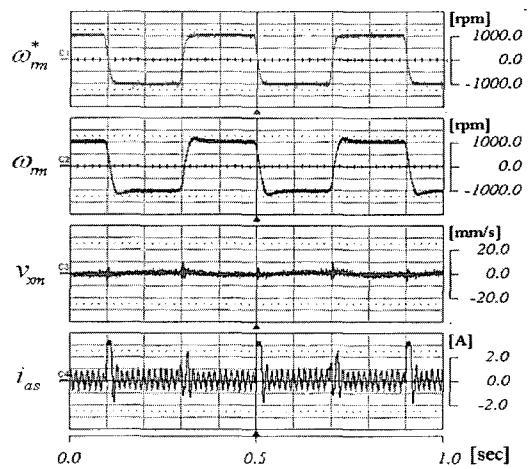


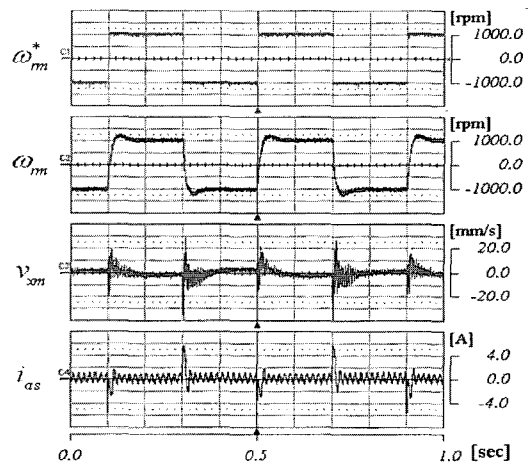
그림 8 실험 장치의 구성
Fig. 8 The experiment configuration

그림 9는 속도 제어기의 제어 이득이 낮아서 기계 진동이 발생하지 않을 때 지령 속도의 패턴이 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 200[ms]의 주기로 완만하게 변동하는 경우와 스텝으로 변동하는 경우의 속도 및 부하의 진동 특성을 나타내고 있다. 이때, 속도 제어기의 제어 이득은 $K_{psc}=0.021$ 이며, $K_{isc}=1.055$ 이다. 그림 9(a)는 지령 속도 ω_{rm}^* 이 완만하게 변하는

경우의 실험 결과를 나타내고 있으며, 그림 9(b)는 스텝으로 지령이 가변되는 경우의 실제 속도 ω_{rm} , 부하의 진동 v_{xm} 및 상전류 i_{as} 를 나타내고 있다. 그림 9의 (a)와 (b)에서 지령 속도의 급격한 변동에 대하여 부하 측단부의 진동이 30[mm/s]로 완만한 지령속도에 비하여 약 3배 정도 증가하였다. 하지만 제어기의 제어 이득이 기계적인 공진을 발생시키는 주파수 대역보다 낮게 설정되었기 때문에 기계적인 공진에 의한 소음이나 진동은 발생하지 않는다.



(a) 완만한 지령 속도의 경우



(b) 스텝형 지령 속도의 경우

그림 9 지령속도에 따른 속도 응답 및 진동 특성
($K_{psc}=0.021$, $K_{isc}=1.055$)

Fig. 9 The speed response and vibration with speed reference($K_{psc}=0.021$, $K_{isc}=1.055$)

그림 10은 속도 제어기의 제어 이득을 $K_{psc}=0.035$

이며, $K_{isc}=1.748$ 인 경우의 실험 결과를 나타내고 있다. 그림 10에서는 제어 이득과 지령 속도의 패턴에 따라 실제 속도의 응답이 빠르게 반응하지만, 기계적인 공진에 의해 실제 속도 및 부하 축단의 진동이 매우 심하게 나타남을 알 수 있다. 이는 속도 오차를 추종하기 위한 토크 지령에서 공진 주파수 대역의 토크 지령이 같이 발생하게 되고 이에 의한 기계적 진동이 크게 증폭되기 때문이다.

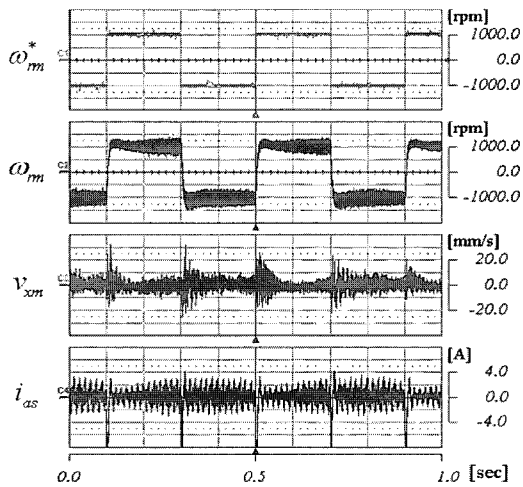


그림 10 기계적인 공진이 발생하는 경우의 속도 응답 및 진동 특성 ($K_{psc}=0.035, K_{isc}=1.748$)
 Fig. 10 The speed response and vibration with mechanical resonance ($K_{psc}=0.035, K_{isc}=1.748$)

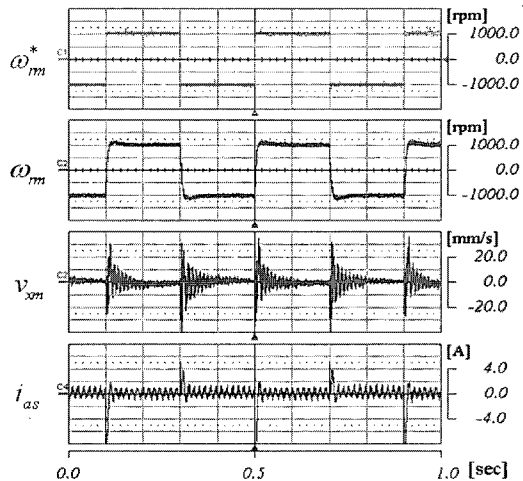


그림 11 공진 억제 제어모드에서의 속도 및 진동 특성 ($K_p=0.035, K_i=1.748$)
 Fig. 11 The speed response and vibration with vibration rejection mode ($K_p=0.035, K_i=1.748$)

그림 11은 그림 10과 같이 동일한 조건 및 동일한 제어이득 조건에서 본 논문에서 제안된 진동 주파수 적응형 노치 필터를 적용한 경우의 응답 특성을 나타내고 있다. 그림 9의 제어 이득이 낮은 경우에 비해 매우 빠른 속도 응답 특성을 나타내고 있으며, 그림 10의 진동현상이 크게 억제된 특성을 나타내고 있다.

그림 12는 기계적인 진동이 발생하고 있는 부하 시스템에서 본 논문에서 적용된 진동 억제 알고리즘이 적용되어 기계적인 진동이 억제되고 있는 과정을 보이고 있다. 그림 12의 전반부에 발생하는 속도 및 기계적인 진동이 자동 주파수 검색에 의해 진동 주파수 대역이 차단되므로, 후반부에서 속도 및 진동이 억제되고 있음을 보이고 있다. 특히 진동 주파수 대역으로 분석된 1050[Hz] 대역에서 진동 및 속도 오차의 주파수 성분이 완전히 억제되고 있음을 알 수 있다.

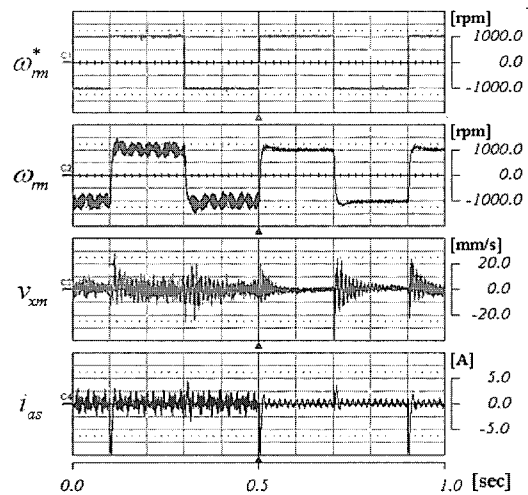
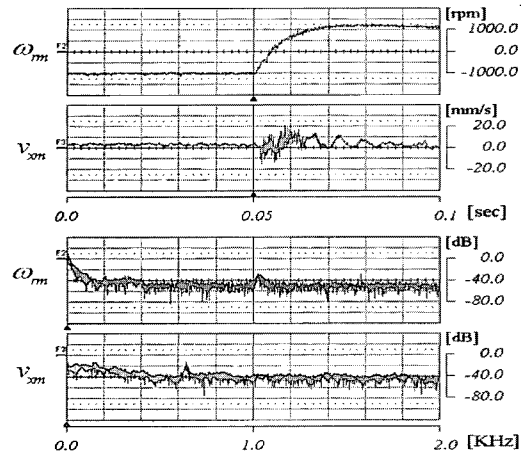
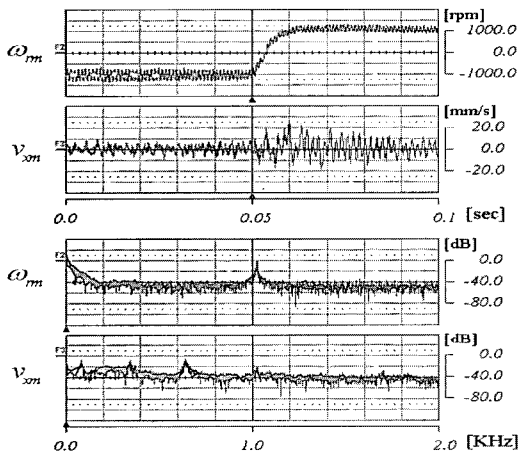


그림 12 적응형 공진 억제 제어모드에서의 속도 응답 및 진동 특성 ($K_p=0.035, K_i=1.748$)
 Fig. 12 The speed response and vibration with adaptive vibration rejection ($K_p=0.035, K_i=1.748$)

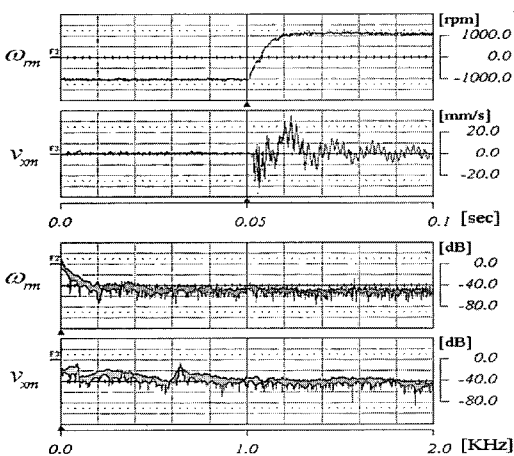
그림 13은 제어 이득이 낮은 그림 9의 경우와 진동이 발생하는 그림 10의 경우 및 제안된 방식의 그림 11의 경우에 대한 속도 응답과 진동 특성의 FFT 결과를 나타내고 있다. 그림 13(a)는 제어 이득이 낮고 지령 속도가 완만하게 변동하는 경우에는 기계적 진동이 매우 낮으나 속도의 응답성이 낮고, 제어 이득이 높은 그림 13(b)의 경우에는 속도 응답은 높으나 기계 진동이 매우 크게 발생함을 보이고 있다. 하지만 제안된 방식의 그림 13(c)의 경우에는 속도 응답이 빠르면서 기계 진동이 크게 억제되고 있음을 보이고 있다.



(a) $K_{psc}=0.021, K_{isc}=1.055$



(b) $K_p=0.035, K_i=1.748$



(c) 제안된 경우

그림 13 속도 응답 및 진동 특성 비교

Fig. 13 The comparison of speed response and vibration characteristic

그림 13의 진동 및 속도 FFT 분석에서 기계적인 공진 주파수 대역인 약 1050[Hz] 대역에서의 오차가 크게 발생하는 것을 알 수 있다. 즉, PMSM의 속도 제어기에서 지령속도를 추종하기 위해 제어이득의 증가에 따른 급격한 제어량을 변동시키게 되며, 제어량의 변동에서 공진 주파수 대역의 변화는 기계적인 진동을 증가 시키게 된다.

5. 결 론

본 논문에서는 PMSM을 적용한 직선 운동 시스템에서 기계적인 결합에 의한 기구부의 진동을 억제하기 위한 적응형 노치 필터를 가지는 속도 제어기를 설계하였다. 본 논문에서 제안하는 적응형 노치 필터는 PMSM과 선형 피드 기구부의 결합에 의해 발생하는 기계적인 진동을 억제하기 위하여, 속도 오차의 데이터로부터 진동이 발생하는 주파수와 주파수 대역을 자동으로 검출하고, 이에 따라 직렬로 연결된 다중 디지털 노치 필터에서 진동 대역의 토크 지령을 차단하는 방식이다. 실제 적용에 있어서, 전체 시스템의 진동 주파수와 그 대역은 부하의 상태에 따라 변동하고, 지령 속도에 따라 속도 오차 데이터에는 시간 지연에 의한 오차 성분이 크게 나타날 수 있으므로, 4개의 버퍼에서 분석된 주파수 성분 데이터에서 진동 대역의 지배적인 주파수를 탐색하는 방법을 사용하였다. 각 버퍼에 데이터가 저장되는 시간은 약 204.8[ms]이고, 속도 및 전류 제어가 실행되는 인터럽터 주기 이외에 FFT 분석을 실행하는 방식으로 속도 오차 데이터의 저장 및 분석에서 실제 적응형 노치 필터가 적용되는 시간은 약 1~2[sec] 이내의 빠른 시간 내에 진동이 억제되는 특성을 보인다.

본 논문에서 제안된 기계적인 진동을 억제하기 위한 적응형 노치 필터의 성능은 시뮬레이션 및 실험에서 안정적인 진동 억제 성능을 나타내었다.

본 연구는 경성대학교 공학기술 연구소 특별연구비 지원에 의하여 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] 이동희, 최철, 김철우, "이중 속도 제어구조에 의한 서보 제어기의 비선형 마찰토크 보상", 전력전자학회 논문지, Vol. 9, No. 6, pp. 612-619, 2004.
- [2] 박태식, 유지운, "이관성계 전동기 구동시스템의 축진동

- 억제를 위한 강인한 속도제어기법”, 전력전자학회 논문지, Vol. 8, No. 1, pp. 80-88, 2003.
- [3] Boulter, B. T., "The Effect of Speed Loop Bandwidths and Line-speed on System Natural Frequencies in Multi-span Strip Processing Systems", IEEE IAS Conference Proceedings, New Orleans, LA, Oct., pp. 2157-2164, 1997.
- [4] Bently, J.M., "Electro-mechanical Drive Train Design and Application, Part I.", TAPPI 1999 Paper Machine Drives Short Course, Atlanta, GA, May, Tab5, 1999.
- [5] Hori, Y., Swanda, H., Chun, Y., "Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, pp. 162-168, Feb., 1999.
- [6] Umeno T and Hiro Y, "Robust Speed Control of DC Servomotors Using Modern Two Degrees-of-Freedom Controller Design", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, pp. 363-368, 1991.
- [7] Ohmae, T., Matsuda, T. Kanno, M., Saito, K. Sukegawa, T., "A Microprocessor-Based Motor Speed Regulator Using Fast-response State Observer for Reduction of Torsional Vibration", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 23, No. 5, pp. 863-871, Sep./Oct., 1987.
- [8] Wilson, C.S., "Using Notch Filters in Motion Control-part 1", Motion Control, pp. 48-51, Jul/Aug, 1992.
- [9] Wilson, C.S., "Using Notch Filters in Motion Control-part 2", Motion Control, pp. 19-22, Sep., 1992.

저 자 소 개



이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년~2005년 OTIS-LG 서보 R&D 선임연구원. 2005년~현재 경성대 전기·전자·메카트로닉스공학부 전임강사.