

피드포워드 제어를 이용한 위상차 보정 속도리플 제어기의 설계

Design of Velocity Ripple Controller using Phase Compensation Feedforward Control

태원형¹, 김정한^{1,✉}, 심종엽², 오정석², 송준엽²

Won-Hyoung Tae¹, Jung-Han Kim^{1,✉}, Jong-Youp Shim², Jeong-Seok Oh², and Jun-Yeob Song²

¹ 서울과학기술대학교 기계시스템디자인공학과 (Department of Mechanical System Design Eng., Seoul National Univ. of Sci. & Tech.)

² 한국기계연구원 첨단생산장비연구본부 (Advanced Manufacturing Systems Research Division, Korea Institute of Machinery & Materials)

✉ Corresponding author: hankim@seoultech.ac.kr, Tel: +82-2-970-6397

Manuscript received: 2014.3.3 / Revised: 2014.6.3 / Accepted: 2014.7.1

In this paper, we propose a novel velocity ripple controller using phase compensation feedforward control. Velocity ripples result in many kinds of performance degradations in manufacturing machines, especially such as ultra-precision roll lathes. The generation of velocity ripple in constant velocity control comes from various causes, such as electrical torque ripples, mechanical worn out, inconsistent mass center, etc. Conventional researches about ripple is mainly for reducing torque ripple in actuator level, which is only one of reasons for velocity ripples, so in this study, we focus on eliminating velocity ripples in upper level controller using phase compensation feedforward controller. The proposed algorithm is composed of several modules, such as ripple extractor, phase adjuster and phase follower etc. The suggested algorithm can be easily extended, and it shows a superior performance in the experiments of ultra-precision roll lathes.

Key Words: Velocity Ripple (속도 리플), Torque Ripple (토크 리플), Feedforward Control (피드포워드 제어), BLDC Motor (BLDC 모터), PLL Algorithm (PLL 알고리즘)

기호설명

T = Torque

I_u, I_v, I_w = current of phase u, v, w

S_u, S_v, S_w = magnetic flux density of phase u, v, w

K_t = motor constant

δ_u = current offset of phase u

n_p = number of pole pair

C_{motor} = center of rotation of motor

C_{load} = center of mass of load

k_x, k_y = spring constant

Ω = rotational speed

1. 서론

모터 정속 구동시에 발생하는 속도리플은 토크 리플과 적분관계에 있으며, 일반적으로 많이 연구되고 있는 액추에이터 레벨에서의 토크리플 뿐 아니라 기구적인 원인에 의해서도 발생한다. 이러한 기구적인 요인 때문에 모터에서의 토크리플을 모

두 제거하여도 기계적인 요인에 의한 리플은 여전히 남아 정속 구동시 속도리플의 형태로 나타나게 된다.

기존의 연구들은 주로 리플이 모터 시스템에 의해 발생된다고 보고 모터의 구조적 원인^{1,2}과 모터 드라이버의 전류제어 방식^{3,6}등 모터와 관련된 하드웨어 개선을 통해 토크리플을 줄이고자 하였다.

모터 구조의 개선에 의해 토크리플을 저감시키고자하는 연구는 영구자석 회전자와 고정자의 철심 코어 사이의 상호작용 때문에 발생하는 코깅토크를 줄이기 위해 모터의 철심 코어에 sub-slot을 사용하는 방법에 있어서 기존에 많이 쓰이던 square 타입이 아닌 arc 타입으로 개조한 연구¹와 반대로 영구자석 회전자의 형상에 skew를 주어 코깅토크를 줄이기 위한 연구²가 있었다. 하지만 이러한 연구들은 각 모터의 특성에 따라 알고리즘의 효율이 달라지는 단점이 있어 상용화에 어려움이 있다.

모터 드라이버의 전류제어 방식에 따른 토크리플 감소 연구는 자속밀도 불균형, 회전자 영구자석의 비대칭 등이 존재하는 실제 모터를 수학적 모델링하고, 발생하는 토크리플을 토크센서를 이용하여 측정해 이에 맞는 전류가 공급되도록 ROM 테이블을 구성해 Feedforward 방식으로 보상하는 연구³와 모터의 정속 구동을 위해 필요한 레퍼런스 전류신호와 실제 Hall 센서신호의 위상 차이를 PLL방식을 이용해 보정해준 연구⁴, 모터의 전류 Commutation 구간에서 증가하는 전류의 기울기와 감소하는 전류의 기울기가 일치하지 않아 발생하는 토크리플을 Commutation을 조정해 보상한 연구⁵와 두 전류의 기울기가 같게 하는 인가전압을 구해 보상한 연구⁶가 있었다.

본 논문에서는 발생 토크의 리플에만 초점을 맞춘 기존 연구와는 관점을 달리하여, 주기적인 속도 리플의 제거에 집중하며, 전기적인 원인의 리플 뿐만 아니라, 장비의 기계적 원인에 의해 발생하는 속도 리플 또한 같이 제거하는 것을 목표로 하였으며 또한 추가적인 하드웨어의 구성이나 변경 없이 일반 상용제어기에 Feedforward 제어방식^{3,7,8-10,14}을 사용하여 상위제어기에서 구현함으로써 보다 유연하고 적용이 편리하도록 설계하였다.

2. 리플의 발생 원인 분석

일반적으로 초정밀 롤 가공장비등과 같은 정밀

생산용장비에서 문제가 되는 것은 정속구동에서의 속도리플이다. 속도리플은 모터에서 생성되는 토크리플과는 적분관계에 있으므로 속도리플의 원인 중 한가지가 된다. 그런데 모터에서의 토크리플이 전혀 없다고 하더라도 여러 가지 이유 때문에 속도리플이 발생하는데 이는 전기적인 이유 말고도 기계적인 마모나 무게중심 편차 등 다양한 원인을 가지고 있다.

2.1 리플의 전기적 발생 원인

리플의 전기적인 발생원인은 모터 구조에 의한 것과 모터 드라이버의 전류제어 불완전성에 의한 것으로 나뉜다. 모터 구조에 의한 발생원인은 회전자인 영구자석의 비대칭성, 고정자인 코일의 저항 값의 차이, 회전자와 고정자의 철심 코어 사이의 상호작용 때문에 발생하는 코깅토크등이 있고 모터 드라이버의 전류제어 불완전성에 의한 발생원인은 제어기의 비선형성, 상전류의 크기 차이, 전류 오프셋 등이 있다.^{11,12}

리플의 여러 가지 전기적인 발생원인중 가장 큰 문제점인 모터 드라이버의 불완전성¹³에 의해 발생하는 전류 오프셋이 이상적인 토크에 어떻게 작용하여 토크 리플을 발생시키는지 수식적으로 정리³하면 아래와 같다. 일반적인 BLDC모터는 U, V, W의 3상 전류를 사용함으로 토크는 식(1)과 같이 표현된다.

$$T = K_t [I_u I_v I_w] [S_u S_v S_w]^T \quad (1)$$

T는 출력 토크 K_t는 토크 상수, I_u, I_v, I_w는 각 상의 전류, S_u, S_v, S_w는 각 상의 자속밀도이다. 이상적인 경우 자속밀도와 전류는 식(2), (3)과 같이 표현된다. n_p 은 pole pair의 개수이다.

$$\begin{aligned} S_u &= \cos(n_p \theta) \\ S_v &= \cos\left(n_p \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ S_w &= \cos\left(n_p \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_u &= I \cos(n_p \theta) \\ I_v &= I \cos\left(n_p \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_w &= I \cos\left(n_p \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

I 는 전류의 크기이다. 식(1)에 의해 이상적인 자속밀도와 이상적인 전류로 계산되는 토크는 식(4)와 같다.

$$T = \frac{3}{2} K_t I \quad (4)$$

위 식에서 알 수 있듯이 이상적인 자속밀도를 가지는 모터의 경우 완벽한 정현파 형태의 전류가 공급되면 토크리플이 발생하지 않는다. 하지만 실제 모터에서는 전류가 완벽한 정현파 형태를 이루지 못하며 자속밀도 또한 이상적이지 않기 때문에 토크리플이 발생하게 된다.

모터의 u 상에 오프셋 전류 δ_u 가 존재하고 모터의 3상 결선 및 키르호프의 법칙을 이용해 전류를 나타내면 다음과 같다. n_p 는 모터의 pole pair의 개수이다.

$$I_u = I \cos(n_p \theta) + \delta_u \quad (5)$$

$$I_v = -(I_u + I_w) \quad (6)$$

전류의 크기를 1, 자속밀도는 식(2)와 같이 이상적이라 가정하고 식(5), (6)의 전류와 식(3)의 I_w 를 식(1)에 대입하여 토크 T 를 계산하면 식(7)과 같다.

$$T = K_t \begin{bmatrix} (\cos(n_p \theta) + \delta_u)(\cos(n_p \theta)) \\ + \cos^2(n_p \theta + \frac{2}{3}) - ((\cos(n_p \theta) + \delta_u) \\ + \cos(n_p \theta + \frac{2}{3}))(\cos(n_p \theta - \frac{2}{3}\pi)) \end{bmatrix} \quad (7)$$

삼각함수 공식을 이용하여 정리해 보면 다음과 같다.

$$T = \frac{K_t}{2} [3 + 3\delta_u \cos(n_p \theta) + \sqrt{3}\delta_u \sin(n_p \theta)] \quad (8)$$

$$T = \frac{3}{2} K_t + \Delta T_c \quad (9)$$

$$\Delta T_c = \delta_u K_t \sin\left(n_p \theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (10)$$

식(10)과 같이 오프셋전류에 의한 토크리플은 전류오프셋 δ_u 와 정현파의 곱형태로 나타나며, n_p

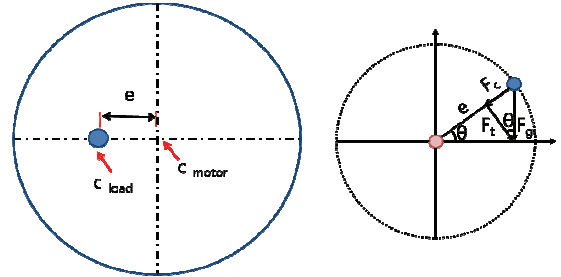


Fig. 1 Trajectory of the mass center

에 따라서 회전당 발생하는 리플의 주기가 결정된다. 이런 특성 때문에 적분 관계에 있는 속도 리플은 주기성을 가지며 정현파 형태로 모델링이 가능하다.

2.2 리플의 기구적 발생 원인

리플의 기구적인 발생원인은 부품의 가공 및 조립오차, 마모 및 마찰력의 불균형, 회전 중심의 불일치, 처짐 등으로 전기적인 원인과는 독립적으로 속도 리플을 발생시킨다.

2.2.1 정적 힘에 의한 속도 리플 발생

액추에이터와 관련없이 부하의 무게 중심과 회전중심의 불일치에 의해서도 토크리플이 생성되는데 Fig. 1에서 C_{motor} 는 모터의 회전중심, C_{load} 는 부하의 무게중심, e 는 회전 중심 편차 크기이다. 기구 조립, 베어링 마모 등에 의해 모터의 회전 중심과 부하의 무게중심이 틀어진 경우 부하의 무게중심은 회전 중심 편차 e 를 반지름으로 하는 원을 그리며 회전하게 된다.

이때 중력에 의해 부하의 무게중심에 걸리는 추가적인 토크는 아래와 같이 계산된다. F_c 는 구심력, F_g 는 중력방향 힘, e 는 모터 회전 중심부터 부하의 무게중심까지 직선거리이다.

$$F_g = mg \quad (11)$$

$$F_c = mg \cos \theta$$

$$\Delta T_{ms} = F_c \times e = mg \times e \times \cos \theta \quad (12)$$

식(12)의 ΔT_{ms} 는 회전 중심 불일치로 인해 중력에 의해 발생하는 회전 당 한 주기의 추가적인 토크를 나타낸다. 이는 모터 제어 시 토크리플을 발생시키는 원인이다. 이 밖에도 부하의 길이가 길어질 경우 생기는 처짐도 리플의 발생 원인이 된다.

2.2.2 동적 힘에 의한 리플 발생

Fig. 2는 부하의 처짐에 의해 모터의 회전 중심 C_{motor} 와 부하의 무게중심 C_{load} 가 편차를 가질 때를 다른 외부적인 요인을 고려하지 않고 단순하게 도시한 것이다.¹⁵

그림과 같은 처짐이 발생했을 때 부하에는 단순히 처짐에 의한 원심력과 그에 반대로 복원력인 탄성력만 작용한다고 가정한다. e 는 처짐에 의한 회전중심과 부하의 무게중심 편차, Ψ 는 부하의 각 변위 Ω 는 부하의 회전속도이다. 식(13)은 부하에 작용하는 힘을 미분방정식으로 나타낸 것이다. 방정식을 풀기 위해 식(14)과 같이 정상상태 해를 가정하고 대입하여 해를 구하면 식(15)과 같이 무게중심이 조화 진동하는 것을 확인 할 수 있다.¹⁵

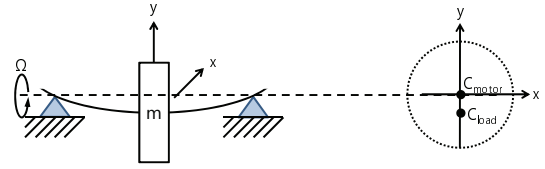
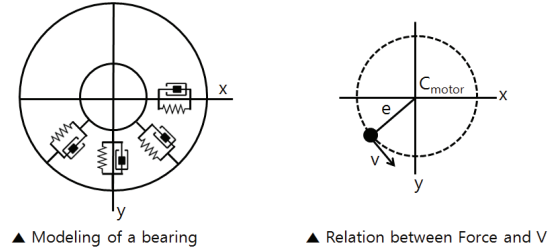


Fig. 2 Deflection of the load



▲ Modeling of a bearing ▲ Relation between Force and V

Fig. 3 Torque for frictional force change

$$m\ddot{x} + kx = m\epsilon\Omega^2 \cos\Omega t$$

$$m\ddot{y} + ky = m\epsilon\Omega^2 \sin\Omega t$$

$$x = A\cos\Omega t$$

$$y = A\sin\Omega t$$

$$x = \frac{e}{1-\eta^2} \cos\Omega t$$

$$y = \frac{e}{1-\eta^2} \sin\Omega t$$

$\eta(=\Omega/\omega_n)$ 는 무차원 진동수비, $\omega_n(=\sqrt{k/m})$ 은 비감쇠 고유진동수이다.

실제적인 부하는 Fig. 3과 같은 베어링에 의해 지지되는데 식(15)과 같이 무게중심이 원을 중심으로 조화진동을 하면 회전시 베어링에 각 축에 가해지는 힘이 달라지고 이로 인해 마찰력의 변화가 생긴다. 이는 식(16)과 같이 xy평면에서의 속도의 변화를 발생 시킨다. 속도의 변화는 식(17)과 같이 추가적인 토크를 발생시켜 또 하나의 리플의 원인이 된다.

$$\Delta v = \frac{dx}{dt} + \frac{dy}{dt}$$

$$\Delta T_{md} = m \frac{dv}{dt} \times e$$

상기한 식 (10), (12), (17)에서 정리된 바와 같이 모터에서 발생하는 토크리플, 기계적인 정적 및 동적 토크리플 등은 모두 정현파로 모델링될 수

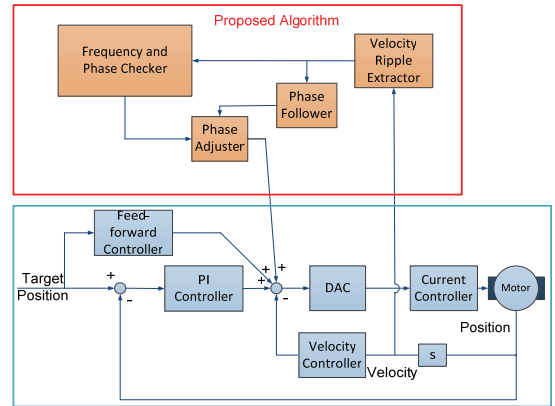


Fig. 4 Block diagram of the proposed algorithm

있으므로, 본 논문에서는 리플을 기본적으로 정현파로 모델링하고, 핵심 파라미터를 분석하여 상위 제어기에서 단계적으로 제어하는 피드포워드 리플 제어기를 설계하였다.

3. 속도리플 감소 알고리즘의 설계

3.1 속도리플 감소 알고리즘

본 연구에서 제안한 리플보상 알고리즘은 Fig.4의 상단 박스에 표현된 바와 같이 속도 리플 추출기, 주파수 및 위상 검출기, 위상 조절기, 위상 추종기로 구성되어 있으며, 알고리즘의 적용은 준비단계, Step1, Step2의 과정으로 진행 된다.

제안된 알고리즘을 구성하기 위한 핵심 파라미

터는 속도 리플의 핵심 주파수와 위상, 속도리플의 크기, 최종 보상신호의 게인, 그리고 시스템의 위상지연이다.

준비단계는 최종 보상신호의 게인과 시스템의 위상지연을 측정하고 외부에서 속도 원본 데이터의 FFT 분석을 통해 속도리플의 핵심주파수를 파악한다.

Step1에서는 속도리플의 주기, 위상 그리고 크기를 측정하여 최종 보상신호를 생성한다. 또한 이때 측정되는 속도리플의 크기는 위상 추종기의 동작 기준이 된다.

Step2에서는 준비 단계에서 파악된 시스템 위상지연과 최종 보상신호 게인을 최종 보상신호에 적용하고 위상 추종기를 통해 속도리플 감소량이 일정하도록 해준다.

3.1.1 속도리플 추출기(Velocity ripple extractor)

알고리즘의 시작인 속도리플 추출기는 모터의 속도신호를 측정하여 밴드패스필터를 통해 제어해야 할 속도리플의 주파수를 추출하는 과정이다.

이를 위해서 준비단계에서 모터를 실제 정속 구동해 실제 속도 원본 데이터를 수집하고 FFT분석을 수행하여 속도리플의 핵심주파수를 파악한 뒤 밴드패스필터를 설계한다.

설계된 밴드패스필터는 실시간으로 동작하며 이를 통해 DC 성분을 제거하고 핵심 주파수의 속도리플만 추출한다.

3.1.2 주파수 및 위상 검출기(Freq. and phase checker)

주파수 및 위상 검출기는 추출된 속도리플의 주요 파라미터를 측정하여 최종 보상 신호를 생성하기 위한 중요한 과정으로 속도리플의 주파수와 위상 그리고 크기를 측정한다.

Fig. 5는 속도리플의 파라미터를 측정하는 과정으로 속도리플의 크기는 안정화 시간을 둔 뒤 일정 구간의 속도리플의 최대, 최소 크기를 수집하여 평균값으로 정한다. 속도리플의 주파수와 위상은 제로 크로스 포인트(Zero cross point)를 기준으로 측정하며 크기 측정과 같이 일정 구간의 값을 평균으로 하여 사용한다. 이때 측정된 속도리플의 크기는 위상 추종기의 동작 기준이 된다.

3.1.3 위상 조절기(Phase adjuster)

이상적인 경우 최종 보상신호를 생성해 속도리

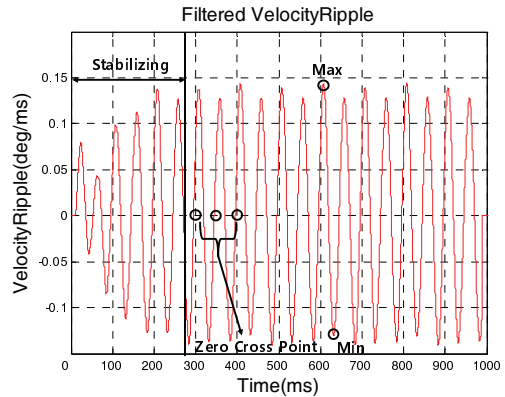


Fig. 5 Measure of velocity ripple parameters

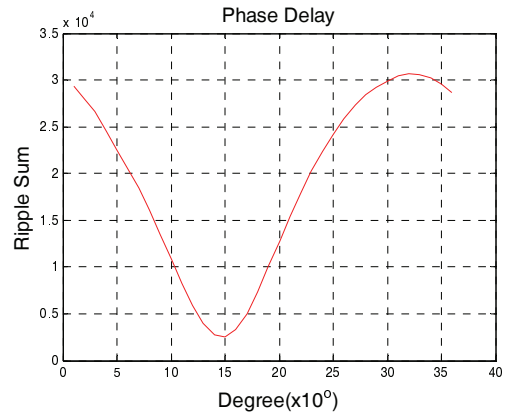


Fig. 6 Phase delay of the system

플과 정확히 180° 위상 차이를 이루도록 출력해 주면 속도리플을 감소시킬 수 있다. 하지만 서보 제어 시스템에서 각 모듈별로 위상지연이 발생하므로 실제 최종 보상신호의 적용은 단순히 180°의 위상 차이를 가지도록 출력하는 것이 아니라 주파수 별로 시스템의 위상지연을 사전에 측정하여 고려해 주어야 한다.

시스템의 위상지연은 준비단계에서 사전 실험을 통해 측정하며, 방법은 한 주기의 최종 보상신호를 생성한 뒤 해당 주파수에서 시스템에 스위핑(Sweeping) 하면서 더해주어 속도리플이 최저가 되는 위상 값을 찾는 것이다.

Fig. 6은 위에서 설명한 방식으로 롤 가공장비에서 실제 측정된 20Hz 속도리플 시스템의 위상지연 값이다. 그래프의 x축은 위상지연 각도를 나타내며 y축의 리플의 합은 속도리플의 감소량 비교를 위해 일정 시간 동안의 속도에서 기준속도를

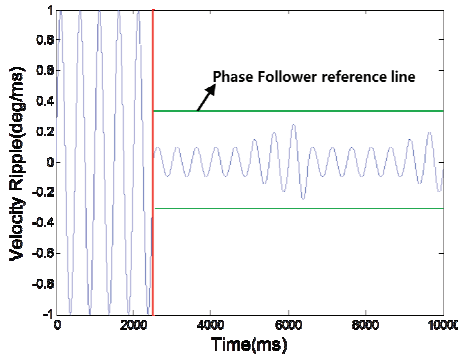


Fig. 7 Phase follower process

뿐만 아니라 절대 값 취하여 모두 더한 값이다.

위의 과정을 통해 파악된 시스템의 위상 지연 값은 최종 보상 신호 출력 시 적용된다.

3.1.4 위상 추종기(Phase follower)

리플제어에서 어려운 점 중 하나는 실제로 속도리플의 주파수가 작지만 지속적으로 변동한다는 것이다. 이 때문에 시간이 지남에 따라 위상의 차이가 누적되어 정확한 보상이 이루어 지지 않는다.

이 문제점을 해결하기 위해서 위상제어 방식을 사용하여 실시간 위상 추종기를 제안하였다. Fig. 7은 위상 추종기의 동작방식을 나타낸 그림이다.

위상 추종기의 동작기준은 Step1에서 측정된 속도리플 모델링 신호크기의 30%이다. Step2에서 최종 보상신호 적용 후 속도리플의 크기가 위상 추종기의 동작 기준영역이상으로 증가하면 최종 보상신호의 위상을 +방향 일정 각도로 밀어준다.

밀어준 후 속도리플 다음 주기의 크기가 감소했다면 속도 리플의 크기가 위상 추종기의 동작 기준영역 안으로 들어올 때까지 +방향으로 일정 각도를 계속해서 밀어준다.

만약 +방향으로 위상을 밀어준 후 다음 주기의 크기가 증가했다면 - 방향으로 보상신호의 위상을 밀어주며 위와 같은 동작을 시행한다.

3.2 시뮬레이션

제안된 알고리즘을 검증하기 위해서 Matlab을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 데이터는 각각 20Hz와 100Hz의 속도리플로 실제 리플과 비슷한 환경에서 실험하기 위해 속도리플의 주파수가 최대 +0.5Hz까지 변화했다가 원래대로 되돌아 오도록 위관을 주었다.

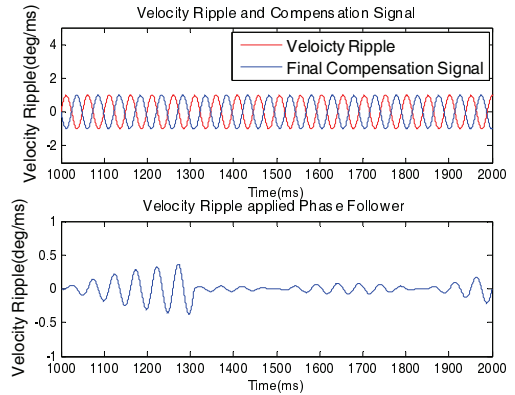


Fig. 8 Algorithm simulation (20Hz)

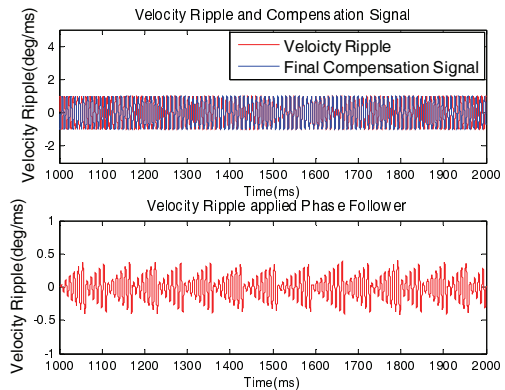


Fig. 9 Algorithm simulation (100Hz)

준비단계에서 속도리플 추출기의 설계를 통해 해당 속도리플을 추출했다고 가정하였고 0~1초는 Step1, 1~2초는 Step2로 최종보상신호의 계인은 1, 시스템의 위상지연은 없다고 가정하였다. Step1과정은 그림에서 생략하였다.

생성된 최종 보상신호를 180° 위상 차이가 나도록 넣어주면 Fig. 8, 9의 그림과 같이 리플이 크게 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 또한 위상 추종 알고리즘(Phase follower)을 적용하여 리플의 크기가 일정 이상 커지면 보상신호의 위상을 재조정해 리플 감소율이 유지 되는 것을 확인할 수 있다.

4. 실험

4.1 실험 장비 및 실험 방법

제어기는 Delta TAU사의 UMAC사용하였고 제어대상인 롤 가공기의 스피들 유닛은 콜모르젠사

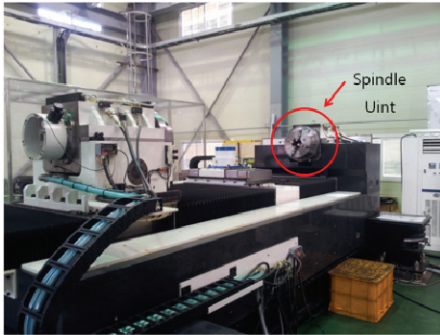


Fig. 10 Experimental apparatus

의 모터와 모터드라이버로 구성하였다. 설계된 알고리즘은 UMAC의 오픈서보(Open servo) 기능을 통해 구현하였다.

실제 장비의 적용 실험은 장비의 FFT분석결과 10rpm과 300rpm에서 진행하였다. 제어기의 제어주파수는 약 4.5kHz이고 데이터는 비교를 위해 알고리즘의 적용 전, 후에 대하여 각 rpm에서 5초 동안 속도와 위치오차 데이터를 수집하였다. 기본적인 모터의 구동은 UMAC의 Jog 명령을 이용하였으며 모터가 등속구간에 도달하면 안정화 시간을 준 후에 알고리즘을 적용하였다. 알고리즘의 적용은 실제 알고리즘 구동 전 사전 작업을 통해 시스템의 위상지연, 속도리플의 핵심 주파수, 최종보상 신호의 계인을 측정된 뒤 최종 보상신호를 만들기 위해 속도리플을 이용해 파라미터를 측정하는 step1과 최종보상신호를 적용한 후 나타나는 주파수 변화나 위상의 변화를 보상하는 step2로 나누어 적용하였다.

4.2 실험 결과

4.2.1 10rpm 실험

Fig. 11은 모터를 10rpm으로 정속 구동 하였을 때 제안된 알고리즘을 적용하기 전과 후의 제어 대상 속도리플값을 비교해 놓은 것이다. 10rpm에서 시스템에 영향을 주는 속도리플의 핵심 주파수는 18Hz 이다.

최종 보상신호를 생성하기 위한 파라미터는 Step1을 통해 구해진 주기 56ms와 사전 실험을 통해 구해진 최종 보상신호 계인30000, 위상지연 +100°(시스템의 위상은 280°)이다.

Fig. 12는 실험결과를 리플값이 아닌 속도 신호 자체를 확대하여 도시한 것이다. 속도 신호자체 또한 안정성이 크게 좋아지는 것을 확인 할 수 있다.

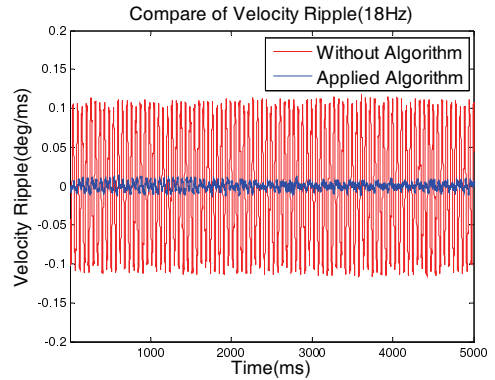


Fig. 11 Compare of velocity ripples (10rpm)

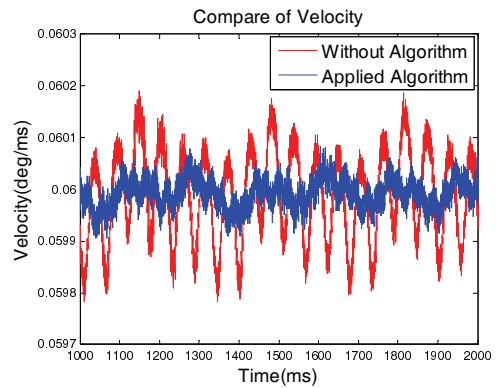


Fig. 12 Experimental result of velocity (10rpm)

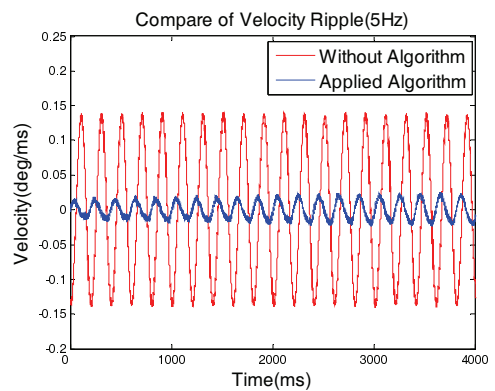


Fig. 13 Compare of velocity ripples (300rpm)

4.2.2 300rpm 실험

Fig. 13은 모터를 300rpm으로 정속 구동 하였을 때 제안된 알고리즘을 적용하기 전과 후의 속도리플을 비교해 놓은 것이다. 300rpm에서 시스템에 영향을 주는 속도리플의 핵심 주파수는 5Hz 이다.

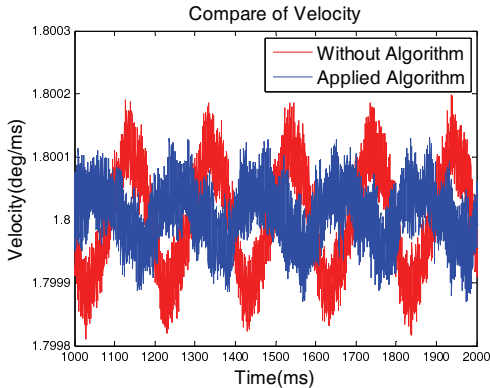


Fig. 14 Experimental result of velocity (300rpm)

Table 1 Experimental result

Motor rpm	10rpm	300rpm
Velocity ripple Frequency	18Hz	5Hz
Decrement of velocity ripple (corresponding freq.)	94.01%	59.50%
Decrement of velocity ripple (total velocity)	67.38%	45.74%

최종 보상신호를 생성하기 위한 파라미터는 주기 약 201ms, 최종보상신호 계인과 위상 지연은 10000, 50°(시스템 위상은 230°)이다. 측정된 파라미터를 이용하여 보상 신호를 적용하면 Fig. 15와 같이 리플이 크게 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. Fig. 14은 300rpm 시 속도신호 자체를 확대해서 도시한 것이다.

속도 리플 감소로 인한 속도변화를 확인하기 위해 알고리즘 적용 전, 후 속도를 비교해 보면 Fig. 14와 같이 크게 줄어든 것을 확인 할 수 있다.

위의 실험 결과들을 정리하면 아래 표와 같다.

5. 결론

본 논문에서는 서보 모터 시스템에서 모터 정속 구동 시 발생하는 변동하는 주파수 속도리플을 상위제어기에서 피드포워드 제어를 통해 줄이는 알고리즘을 제안하였다.

일반적으로 속도 리플의 제어가 어려운 이유는 리플 오차 자체가 피드백제어에서의 해당 주파수의 위상차이에서 기인한 지연 오차이기 때문에 이를 실시간으로 상쇄하려면 오픈루프 방식처럼 선행해서 넣어주어야 하는 점에서 기인한다. 따라서 속도리플이 불완전하게 모델링되거나, 약간이라도

변한다면 오히려 기존의 리플보상법이 시스템의 성능을 감소시킬 수 있다.

본 연구에서는 모터뿐 아니라 부하, 베어링등 시스템에서 일반적으로 발생하는 속도리플에 대하여 주파수별로 시스템의 위상지연을 사전에 측정하여 각 rpm별로 정확한 보상이 되도록 해주었다. 또한 미세하게 변동하는 리플의 특성상 이를 실시간으로 측정하여 자동으로 위상변동을 추적하여 보정하는 위상 추종기를 제안하였다.

제안한 알고리즘은 상위제어기에 프로그램으로 구현되어 시스템 특성에 따른 수정이 간편하고 몇 가지 파라미터 입력만으로 각 시스템에 최적화 시켜 적용할 수 있다. 또한 실험을 통해 모든 리플 주파수에 45%이상을 높은 속도리플 감소율을 보이는 것을 확인 하였다.

후 기

본 연구는 한국기계연구원(KIMM)의 연구비지원(대면적 불연속 미세패턴 롤 금형 가공장비 핵심기술개발) 으로 수행되었습니다.

REFERENCES

1. Park, I. H., Kim, D. S., and Park, G. S, "A Study on Reducing Cogging Torque by Core Shapes in Permanent Magnet Motors," Journal of Korean Magnetics Society, Vol. 20, No. 2, pp. 61-67, 2010.
2. Gulec, M. and Aydin, M., "Reduction of Cogging Torque in Double-Rotor Axial Flux Permanent Magnet Disc Motors: A Review of Cost Effective Magnet Skewing Techniques with Experimental Verification," Proc. of the IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 9, 2014.
3. Jang, H. Y., "The Compensation of Torque Ripple of Brushless DC Motor using Feedforward Method," M.Sc. Thesis, Department of Mechanical Engineering, KIST, 1997.
4. Lee, D.-H. and Ahn, J.-W., "A Wide Range Speed Control Method of Compact High Speed BLDCM using PLL Approach," Proc. of the ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 2784-2788, 2008.
5. Murai, Y., Kawase, Y., Ohashi, K., Nagatake, K., and Okuyama, K., "Torque Ripple Improvement for

- Brushless DC Miniature Motors,” Proc. of the IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 3, pp. 441-450, 1989.
6. Kwon, K. J. and Kim, S. H., “A Current Control Strategy for Torque Ripple Reduction on Brushless DC Motor during Commutation,” Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 9, No. 3, pp. 195-202, 2004.
 7. Han, J. H. and Kim, J. H., “Automatic Velocity Ripple Compensation Algorithm by Feedforward Control,” J. Korean Soc. Precis. Eng., Vol. 30, No. 9, pp. 951-959, 2013.
 8. Kim, J. H., “Control of Linear Motor using DSP,” Tong-II Pub., pp. 107-109, 2003.
 9. Choi, Y. M, Gweon, D. G., and Lee, M. G., “Adaptive Force Ripple Compensation and Precision Tracking Control of High Precision Linear Motor System,” J. Korean Soc. Precis. Eng., Vol. 22, No. 12, pp. 51-60, 2005.
 10. Kim, I.-M., Kim, H.-S., and Song, J.-B., “Design of Joint Torque Sensor with Reduced Torque Ripple for a Robot Manipulator,” Int. J. Precis. Eng. Manuf., Vol. 13, No. 10, pp. 1773-1779, 2012.
 11. Pan, Y.-R., Shih, Y.-T., Horng, R.-H., and Lee, A.-C., “Advanced Parameter Identification for a Linear-Motor-Driven Motion System using Disturbance Observer,” Int. J. Precis. Eng. Manuf., Vol. 10, No. 4, pp. 35-47, 2009.
 12. Hwang, B. S. and Jeon, D. Y., “Modeling and Compensation of Force Ripple for Roll Lathe,” Proc. of KSPE Spring Conference, pp. 639-640, 2010.
 13. Yoo, E. J., and Park, Y. W., “Experimental Validation of DC/DC Converter for Ripple Reduction,” Proc. of KSPE Autumn Conference, Paper No. 583584, 2010.
 14. Kim, S. H., “DC, AC, BLDC Motor Control,” Bok Du Pub., 2010.
 15. Yang, B. S., “Vibration of Rotary Machine,” Interscience Pub., 2002.