

# 코깅토크 측정장치 직접구동용 영구자석 동기전동기의 정밀속도 제어

## Precise Speed Control of Direct Drive PMSM for the Cogging Torque Measurement System

박철훈<sup>1,✉</sup>, 손영수<sup>1</sup>, 함상용<sup>1</sup>, 김병인<sup>1</sup>, 윤동원<sup>1</sup>  
Cheol Hoon Park<sup>1,✉</sup>, Young Su Son<sup>1</sup>, Sang Yong Ham<sup>1</sup>, Byung In Kim<sup>1</sup> and Dong Won Yun<sup>1</sup>

<sup>1</sup> 한국기계연구원 지능형생산시스템연구본부 (Intelligent Manufacturing Systems Research Division, KIMM)

✉ Corresponding author: parkch@kimm.re.kr, Tel: 042-868-7980

Manuscript received: 2008.11.11 / Accepted: 2009.2.7

Recently PMSM(Permanent magnet synchronous motor) are used for the various direct drive applications such as index table, telescope system and so on. Because the position/speed control performance of direct drive PMSM is directly affected by the torque ripple, there are lots of studies to reduce the cogging torque in the motor design stage. In order to verify the motor design, the reliable cogging torque measurement system is essentially required. The measured motor must be rotated in the constant speed under 1deg/sec so that the cogging torque profile is measured correctly. In this study, the cogging torque measurement system which uses the direct drive PMSM and the speed controller to rotate the measured motor in 0.1rpm(0.6deg/sec) has been developed. Simulink/xPC target was used for the controller and data acquisition system. Based on PI controller, DOB and AFC have been applied to eliminate the low frequency disturbances and the periodic speed ripple. The experimental results show the good performance of the speed regulation for the reference speed 0.1rpm and the reliable profile of the measured cogging torque by the developed speed controller.

Key Words: Speed Control (속도제어), Direct Drive (직접구동), PMSM (영구자석 동기전동기), Cogging Torque (코깅토크), DOB (외란관측기), AFC (적응앞섬보상)

### 1. 서론

최근 영구자석 동기전동기(PMSM)가 고효율, 고출력밀도 등의 장점으로 인해 직접구동이 필요한 로봇, 인덱스 테이블, 천체 망원경 등의 시스템에 많이 이용되고 있다. 그러나, 직접구동형 영구자석 동기전동기는 전동기의 토크 변동(torque ripple)에 의해 정밀 위치/속도 제어 성능에 직접적으로 영향 받기 때문에, 전동기 설계 단계에서 코깅토크(cogging torque)를 최소화하려는 연구가 많이

진행되고 있다.<sup>1</sup> 코깅토크는 회전자와 영구자석과 고정자의 슬롯구조 사이의 상호작용에 의해 발생하는 것으로 극/슬롯의 비율, 권선 방법, 자석과 슬롯의 형상, 고정자/회전자에 스큐(skew)의 유무 등에 따라 특성이 달라진다.<sup>1,2</sup> 설계된 전동기의 코깅토크 특성을 검증하기 위해서는 유한요소법에 의한 시뮬레이션뿐만 아니라 실험적으로 확인할 수 있는 신뢰성 있는 코깅토크 측정장치가 요구된다.

코깅토크를 정확하게 측정하기 위해서는 관성

토크에 의한 영향을 최소화하기 위해 정지된 상태와 유사할 정도의 저속상태(quasi-static condition)인 1deg/sec 이하의 회전 속도로 측정 대상 전동기를 등속 회전시켜야 한다.<sup>3</sup> 저속에서 등속을 유지하기 위해서는 구동용 전동기와 측정대상 전동기의 마찰토크와 코깅토크 등에 의한 토크변동의 영향을 극복할 수 있는 구동용 전동기에 대한 정밀 속도제어기가 필요하다.

본 논문에서는 직접구동형 영구자석 동기전동기를 구동기로 이용하여 측정대상 전동기를 저속으로 직접구동 시키는 방법으로 코깅토크 측정장치를 개발하고, 이에 요구되는 정밀속도 제어기의 개발에 대한 내용을 소개한다. PI 속도제어기를 바탕으로 마찰토크 등의 저주파 외란을 저감하기 위한 외란관측기와 반복적인 속도변동을 제거하기 위한 적응제어기를 추가로 도입하였다. 개발된 속도제어기의 저속에서의 속도제어 성능을 보이고, 이를 이용하여 측정대상 전동기의 코깅토크를 측정할 결과를 소개한다.

## 2. 구동용 서보계에 대한 모델링 및 규명

### 2.1 코깅토크 측정장치의 구성

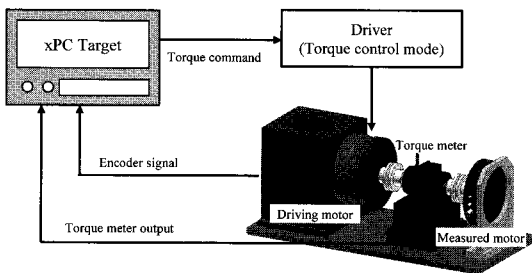


Fig. 1 Overview of cogging torque measurement system

Fig. 1 에 코깅토크 측정장치의 구성요소를 나타내었다. 코깅토크 측정장치의 구동기로는 직접구동형 영구자석 동기전동기(Yokogawa DM1A-050G)를 사용한다. 직접구동으로 측정대상 전동기를 구동시키면 감속기 등의 동력전달 부품이 필요 없기 때문에 시스템 구성이 간단해지고, 정밀 구동이 가능하며 기구공진을 최소화할 수 있어 제어 대역폭을 높일 수 있는 장점이 있다. 구동기로 선정된 전동기는 저속에서의 토크변동을 작게 하기 위해서 384 개의 극(pole)을 가지도록 제작하여 코깅토크

를 최소화시킨 저속 고토크 전용 전동기이다. 전동기 구동에 사용되는 드라이버는 토크제어모드 뿐만 아니라 속도제어 모드로 동작이 가능하지만 코깅토크 측정에 요구되는 1deg/sec 이하의 회전 속도에 대한 등속 제어 성능이 만족할 만큼 안정적이지 않았기 때문에, 드라이버는 토크제어 모드로 동작시키고 속도제어기는 자체 제작하였다. 속도제어 시스템은 Mathworks 사의 Simulink/xPC Target 을 사용하였고, 전동기와 일체형으로 부착되어있는 4,096,000ppr(pulse per revolution)의 엔코더(encoder)신호로부터 계산된 회전속도를 피드백(feedback)받아 속도오차에 대한 토크명령을 드라이버로 보내서 속도제어가 될 수 있도록 구성하였다. 최대 2N·m 의 토크를 측정할 수 있는 토크미터(DACELL TRD-20KC)를 사용하였고, 전동기와 토크미터 사이의 축 비정렬에 의한 굽힘모멘트를 줄이기 위해 디스크형 커플링을 사용하였다.

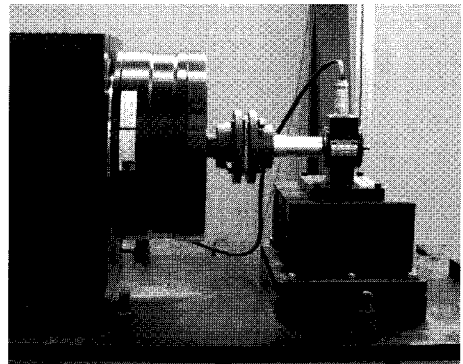


Fig. 2 Driving motor and torque meter

### 2.2 구동용 서보계에 대한 모델링

토크명령에 의해 동작하는 구동용 영구자석 동기전동기는 식(1)과 같은 운동방정식으로 나타낼 수 있다. 여기에서,  $J$  는 회전축의 관성 모멘트,  $B$  는 점성 마찰계수,  $\omega$  는 회전축의 각속도,  $K_t$  는 전동기의 토크상수,  $i$  는 전기자에 흐르는 전류,  $T_l$  은 부하토크 및 외란을 의미한다. 역기전력상수를 측정하기 위해 유도전동기로 구동용 전동기를 회전시켜서 역기전력을 측정하였고, 식(2)를 사용하여 토크상수를 계산하였다. 여기서  $K_e$  는 역기전력상수이다. 그리고, 표 1 에 구동용 전동기의 주요 상수들을 나타내었다.

$$J\dot{\omega} + B\omega = K_t i + T_l \quad (1)$$

$$K_t = \frac{3}{2} K_e \quad (2)$$

Table 1 Parameters of driving motor

Item	Value
$J$ [kg · m <sup>2</sup> ]	0.236
$K_e$ [V/rad/sec]	2.827
$K_t$ [N·m/A]	4.24

속도제어기로는 구조가 간단하고 과도응답특성이 좋으며 정상상태 오차를 제거할 수 있기 때문에 산업현장에서 널리 쓰이는 PI 제어기를 선정하였다.<sup>4</sup> 샘플링 주파수를 2kHz 로 선정 한 후, 표 1의 전동기의 상수에 기초하여 속도제어시스템의 개루프 전달함수의 이득 교차 주파수(gain crossover frequency)가 10Hz 가 되도록 초기 PI 속도제어기를 설계하였고 xPC 시스템에서 동작되도록 하였다. 정밀 속도제어를 위한 체계적인 제어기 설계와 시뮬레이션을 하기 위해서는 구동용 전동기, 드라이버, 엔코더의 동특성이 모두 포함된 플랜트(Plant)의 주파수응답특성을 규명하여야 한다. PI 속도제어기에 의해 10rpm 의 등속으로 회전하고 있는 코깅토크 측정장치내의 플랜트에 해당하는 부분의 주파수 응답함수(FRF, Frequency Response Function)를 Fig. 3 과 식(3)의 정현파 소인(swept sine) 방법으로 측정하였다. 여기서  $P(s)$ 는 플랜트의 주파수 응답,  $r$ 은 기준 속도,  $y$ 는 측정 속도,  $e$ 는 속도 오차이다.

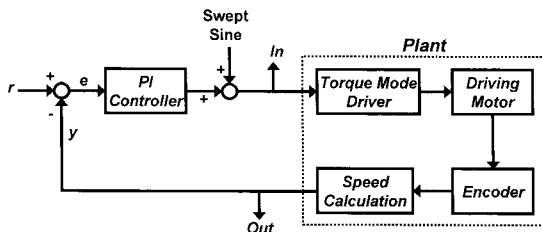


Fig. 3 Block diagram to measure FRF

$$P(s) = \frac{Out(s)}{In(s)} \quad (3)$$

Fig. 4 에 측정 한 플랜트의 주파수 응답과 2 차 곡선 적합(curve fitting)한 공칭 모델(nominal plant)을 나타내었다. 공칭 모델은 식(4)와 같다. 측정된 주파수응답의 10Hz~100Hz 범위에서 크기의 기울기

가 -20dB/dec 이므로 플랜트의 상대차수(relative degree)는 1 이다. 그러나, 위상은 180 도 이하를 넘어서 감소하므로 플랜트는 비최소위상시스템(nonminimum phase system)이며, 이것은 식(4)에서 영점이 양수인 것으로 확인할 수 있다.

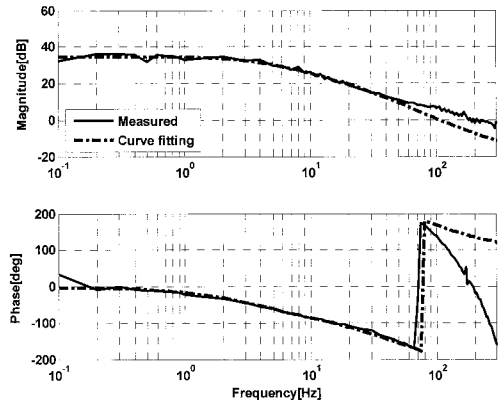


Fig. 4 Measured FRF of plant and curve fitting model

$$P_n(s) = \frac{-469.8s + 3.608e5}{s^2 + 307.3s + 6614} \quad (4)$$

### 3. 제어기 설계

#### 3.1 외란 관측기 설계

코깅토크 측정장치는 관성토크와 고조파(harmonics)에 의한 토크변동의 영향을 최소화하면서 정확한 파형의 코깅토크를 측정하기 위해 가능한 저속에서 등속을 유지하며 코깅토크를 측정해야 한다. 본 논문에서 개발하는 측정장치는 0.1rpm(0.6deg/sec)의 저속에서 코깅토크를 측정하는 것을 목표로 하고 있다. 구동용 전동기와 측정대상 전동기 모두 저속으로 회전하고 있기 때문에 속도제어기에는 전동기 베어링에 의한 마찰토크가 주요 외란으로 작용하게 된다.<sup>2</sup> 그리고, 측정대상 전동기의 코깅토크 역시 큰 저주파 외란으로 작용한다. 예를 들어 측정대상 전동기가 한 바퀴당 24 회의 코깅토크를 발생시키는 구조의 전동기이고 0.1rpm 의 속도로 회전한다면 0.04Hz 의 주파수로 코깅토크에 의한 외란이 발생하게 된다. PI 제어기 내의 I 제어기가 저주파 외란의 영향을 어느 정도 저감시켜주는 하지만, 0.1rpm 의 저속에서 등속을 유지시키기에는 한계가 있다. 저주파 외란의 영향

을 줄이기 위해 제어 이득만을 높인다면 시스템이 불안정해질 수 있기 때문에 저주파 영역의 이득을 크게 증가시킬 수 있는 추가적인 방법이 필요하다.

외란관측기(DOB, disturbance observer)는 모델의 불확실성뿐만 아니라 추종 오차를 발생시키는 원인인 토크 외란 및 출력 외란, 플랜트에 존재하는 마찰력과 비선형성 등을 관측하고 보상하는데 매우 효과적인 검증된 기술이다. 저속에서 발생하는 각종 토크 변동은 입력 토크 외란( $d$ )으로 가정될 수 있고 Fig. 5 와 같은 형태로 외란관측기를 구성하여 효과적으로 상쇄할 수 있다.<sup>5,6</sup> 외란관측기는 플랜트 공칭모델의 역모델( $P_n^{-1}(s)$ )이 필요한데, 플랜트 공칭모델의 역모델은 인과성(causality)이 문제되므로 일반적으로 저대역통과필터(low pass filter) 형태의  $Q$  필터( $Q(s)$ )를 도입하여 역모델과 곱하여 타당한(proper) 시스템이 되도록 한다.  $Q$  필터를 선정할 때에는, 저주파역에서는 외란을 억제하기 위하여  $|Q(s)|=1$ 의 특성을 가지고 고주파역에서는 측정잡음을 억제하기 위해  $|1-Q(s)|=1$ 의 특성을 가지도록  $|Q(s)|$ 의 고주파역 기울기와  $|1-Q(s)|$ 의 저주파역 기울기가 동일하도록 설계한다.<sup>5,7</sup> 그러나, 식(4)와 같이 본 논문의 플랜트 공칭모델은 비최소위상 시스템이기 때문에 양수의 영점을 갖는다. 공칭모델의 양수의 영점은 역모델에서는 복소평면의 우반평면에 존재하는 양수의 극점이 되기 때문에 역모델은 불안정하게 된다. 따라서, 이와 같은 문제를 해결하기 위해서는 변형된 형태의 외란관측기를 구현하여야 한다.<sup>8</sup>

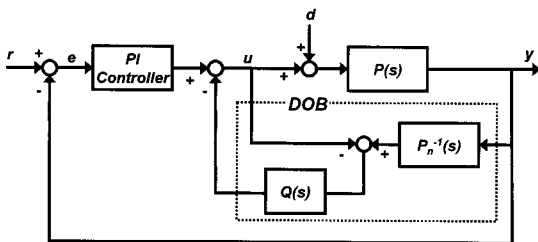


Fig. 5 Block diagram of control system with DOB for minimum phase system

공칭모델이 비최소위상시스템인 경우, 식(5)와 같이 최소위상시스템과 전대역통과필터의 곱으로 표현될 수 있다.

$$P_n(s) = P_{min}(s)P_{ap}(s) \tag{5}$$

여기서,  $P_{min}(s)$ 는 최소위상시스템,  $P_{ap}(s)$ 는 전대역통과필터를 나타낸다. 예를 들어  $P_n(s)$ 가 본 논문의 공칭모델과 같이 계인  $-K$ 와 양수의 영점  $b$ 를 가지고, 계수  $a_1, a_2$ 의 분모를 가지는 시스템이라면 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_n(s) = \frac{-K(s-b)}{s^2 + a_1s + a_2} = K \frac{s+b}{s^2 + a_1s + a_2} \frac{-(s-b)}{(s+b)} \tag{6}$$

식(6)에서  $P_{min}(s)$ 과,  $P_{ap}(s)$ 은 식(7)과 같이 나누어 표현될 수 있다.

$$P_{min}(s) = K \frac{s+b}{s^2 + a_1s + a_2} \tag{7}$$

$$P_{ap}(s) = \frac{-(s-b)}{(s+b)}$$

Fig. 5의  $Q(s)$ 대신  $Q(s)P_{ap}(s)$ 를 도입하여 다시 표현하면 Fig. 6과 같다.

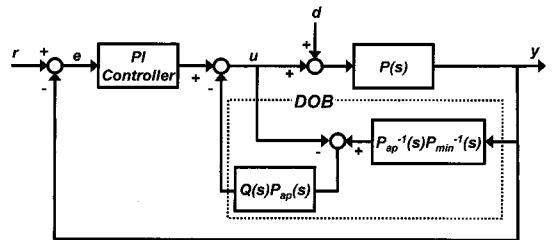


Fig. 6 Block diagram of control system with DOB for nonminimum phase system

$P_n^{-1}(s)$ 내의  $P_{ap}^{-1}(s)$ 이  $P_{ap}(s)$ 에 의해 상쇄되게 하고 실제 시스템에 적용하기 쉬운 형태로 변형하면 Fig. 7과 같다. 이제  $Q(s)$ 의 상대차수가 1차 이상이며 모든 주파수 영역에서 식(8)이 만족하도록  $Q(s)$ 를 선정하면  $Q(s)P_{min}^{-1}(s)$ 는 타당, 안정하게 된다.

$$|Q(s)| < \frac{1}{|A(s)|} \tag{8}$$

여기서,  $\Delta(s)$ 는 공칭 모델과 실제 플랜트와의 차이이다. 코깅토크 측정장치는 1rpm 이하의 저속으로 회전하기 때문에 속도변동을 유발하는 토크의란은 수 Hz 이하에 존재한다. 그래서, 10Hz의 차단 주파수를 가지는 1 차 저주파 통과필터를  $Q(s)$ 로 선정하였다. Fig. 8 에 공칭 모델, 측정된 플랜트의 주파수응답, 선정된  $Q(s)$ 를 이용하여  $1/\Delta(s)$ ,  $|Q(s)|$ ,  $|1-Q(s)|$ 을 나타내었다. 식(8)이 만족되며,  $|Q(s)|$ 의 고주파역 기울기와  $|1-Q(s)|$ 의 저주파역 기울기가 동일함을 볼 수 있다.

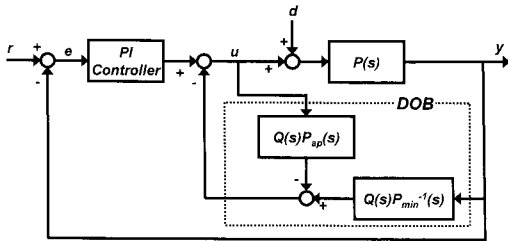


Fig. 7 Another description of control system with DOB for nonminimum phase system

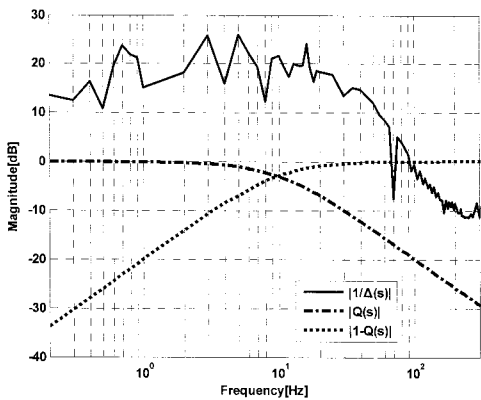


Fig. 8 Magnitude of  $1/\Delta(s)$ ,  $Q(s)$  and  $1-Q(s)$

식(4)의 공칭 모델과 PI 제어기를 포함하는 시스템에서 개루프 전달함수의 이득 교차각 주파수가 약 20Hz 가 되도록 PI 제어기의 이득을 조정하면, Fig. 7 과 같은 형태로 외란관측기를 구현하였다. 토크외란( $d$ )는 외란감도전달함수(disturbance sensitivity transfer function)에 의해 속도출력( $y$ )에 반영되는데, Fig. 9 에 기본 PI 제어기에 외란관측기가 추가되었을 때와 추가되지 않았을 때의 외란감도전달함수를 비교하여 나타내었다. 외란관측기가 추가되었을 때, 0.1Hz 에서 약 -40dB 정도 외란에 대한 감

도가 감소되었다.

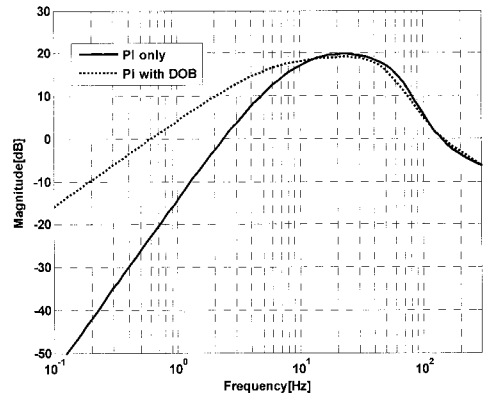


Fig. 9 Comparison of disturbance sensitivity transfer function between with and without DOB

### 3.2 적응 제어기 설계

코깅토크 측정장치에 사용되는 영구자석 동기 전동기가 0.1rpm 의 저속에서 정밀속도제어를 하는 데는 마찰토크뿐만 아니라 회전주파수의 정수 배로 발생하는 고조파(harmonics) 토크변동에 의해서도 큰 영향을 받는다. 전류드라이버내의 전류센서의 오프셋(offset)은 구동 주파수의 토크변동을 발생시키며, 전류 센서의 상당 이득이 같지않을 경우에는 구동 주파수의 2 배의 토크 변동을 발생시킨다. 그 밖에 IGBT 보호를 위한 데드타임(Dead time), 인코더 분해능, 역기전력의 외형 등의 다양한 요인에 의해 고조파 토크변동 요인이 존재한다. 따라서, 정밀 속도제어를 위해서는 회전주파수에 동기되어 발생하는 토크변동에 의한 속도변동을 제거하기 위한 방법이 필요하다. Fig. 9로부터 알 수 있듯이 외란관측기를 사용할 경우, 1Hz 이하의 저주파 외란에 대해서는 제거성능이 크지만, 1Hz 이상에서 고조파 외란이 크게 작용할 경우에 대해서는 추가적인 방법이 필요하게 된다. 본 논문에서는 반복적인 외란제거에 매우 효과적인 적응앞섬 보상법(AFC, adaptive feedforward cancellation)을 이용한다.<sup>9,10</sup> AFC 는 고정된 주파수를 갖는 외란들 중 몇 가지 주파수 성분을 선택하고 각각에 해당하는 적응제어기를 구성한 후 병렬 형태로 연결하여 선택한 외란성분을 모두 제거하는 방법이다. AFC 는 식(9)와 같이 반복적인 외란 성분을 추정한 후 이를 상쇄하기 위한 제어입력을 발생시켜 Fig. 10 과 같은 형태로 기본 제어기의 출력에 더함으로써 반

복적인 속도변동을 제거할 수 있다.

$$u_{AFC i}(t) = a_i(t) \cos(\omega_i t) + b_i(t) \sin(\omega_i t) \quad (9)$$

$$u_{AFC}(t) = \sum_{i=1}^n u_{AFC i}(t)$$

여기서,  $n$  은 제거하려는 고조파 외란의 개수,  $\omega_i$  는 제거하려는  $i$  번째 고조파 외란의 주파수,  $a_i(t)$ ,  $b_i(t)$  는  $i$  번째 고조파 외란의 크기와 위상을 구성하는 사인과 코사인에 대한 계수이다.  $u_{AFC i}$  는 추정된  $i$  번째 고조파 외란을 상쇄하기 위한 제어입력으로  $n$  개의  $u_{AFC i}$  를 모두 더하여 최종 제어입력  $u_{AFC}$  로 플랜트에 입력된다. 계수  $a_i$ ,  $b_i$  에 대한 적응 법칙(adaptation law)은 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{a}_i(t) &= g_i e(t) \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ \dot{b}_i(t) &= g_i e(t) \sin(\omega_i t + \phi_i) \end{aligned} \quad (10)$$

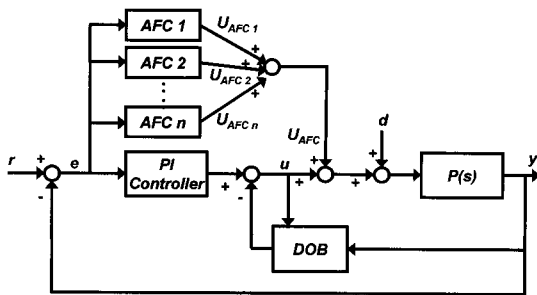


Fig. 10 Block diagram of control system with AFC

여기서,  $g_i$  는 적응이득(adaptation gain),  $e$  는 속도오차,  $\phi_i$  는 Fig.10 의  $u_{AFC}$  을 입력으로 하고  $e$  를 출력으로 하는 전달함수에서  $i$  번째 고조파 외란의 주파수에서의 위상이다. 안정성을 확보하면서 고조파 외란을 제거하기 위해서는  $g_i$  와  $\phi_i$  의 선정에 주의하여야 한다.  $g_i$  를 크게 선정하면 고조파 외란을 추정하여 상쇄하는 속도는 빨라지지만 주변 외란성분들을 증폭시키는 부작용이 있다.  $g_i$  를 작게 하면 외란 추정속도가 느린 대신 원하는 주파수의 외란성분만을 정확하게 상쇄시키며 주변 외란성분

을 증폭시키는 부작용은 없다. 코깅토크 측정장치는 외란 추정속도가 빠를 필요가 없으므로 가능한  $g_i$  를 작게 하여 부작용을 최소화하였다.

구동용 전동기를 0.1~10rpm 사이의 임의의 속도로 회전시키며 속도 변동을 관찰한 결과 회전속도의 192, 792, 1200, 2400 배의 4 가지 고조파 성분의 속도변동이 눈에 띄게 발생하였다. 그래서, 본 논문에서는 4 가지 고조파 속도변동 성분을 제거할 수 있도록 AFC 를 구성하였으며 기준 회전속도( $r$ )가 변하더라도 선정된 4 가지 고조파의 주파수에 맞춰 AFC 가 동작할 수 있도록 하였다. 기준 회전속도가 0.1rpm 인 경우 선정된 4 가지 고조파 외란 성분은 각각 0.32, 1.32, 2.0, 4.0Hz 에 해당된다. 이 때의 제어시스템의 개루프 전달함수의 보데선도(bode plot)를 DOB 와 AFC 가 함께 적용될 때와 적용되지 않을 때를 비교하여 Fig. 11 에 나타내었다.

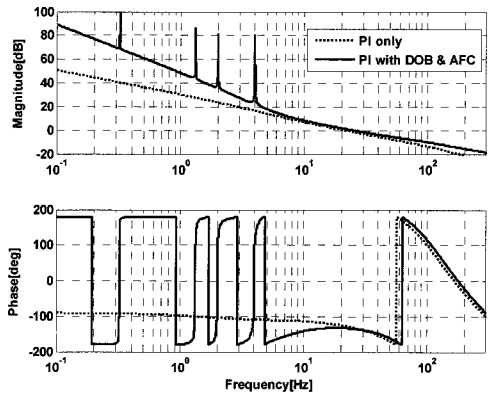


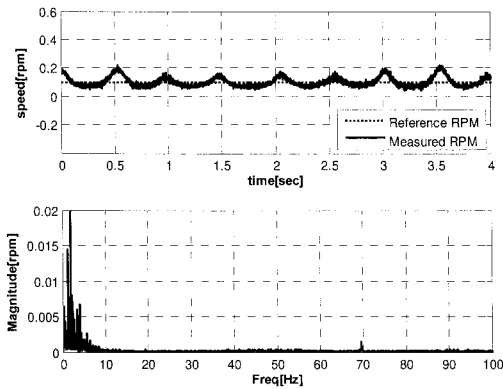
Fig. 11 Comparison of bode plot for open loop transfer function of control system between with and without DOB&AFC

#### 4. 실험 결과 및 검토

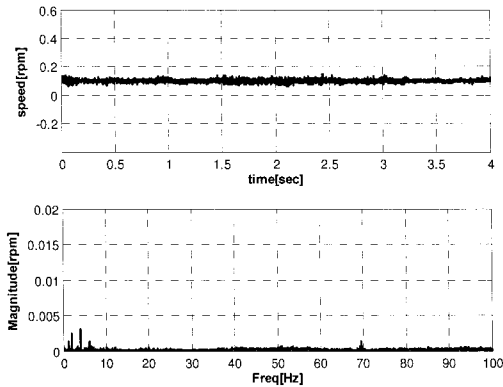
##### 4.1 코깅토크 측정장치의 속도제어 성능

코깅토크 측정장치의 제어시스템을 모두 구성하고 측정대상 전동기를 부착한 후 0.1rpm 에서의 속도제어 성능을 평가하였다. 측정대상 전동기는 1 회전당 24 회의 코깅토크를 발생하는 영구자석 동기전동기이다. Fig. 12 에 제어기의 구성에 따른 기준속도 0.1rpm 에서의 등속제어 성능을 각각 나타내었다. PI 제어기만을 사용하였을 경우에는 5Hz 이하의 저주파성분의 속도변동이 크게 발생하였다.

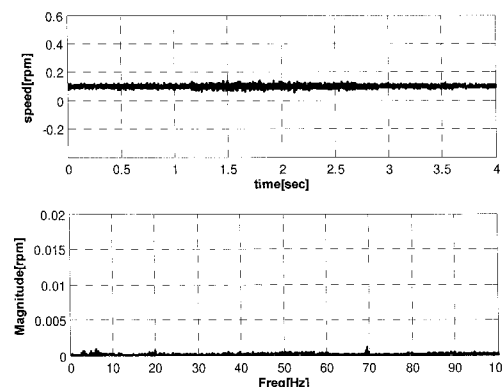
특히 측정대상 전동기가 가지는 코깅토크에 의한 0.04Hz 와 회전주파수의 고조파인 0.32, 1.32, 2Hz 에 의한 속도변동이 크게 발생하였다. 이렇게 속도변동이 심한 코깅토크 측정장치로는 코깅토크의 파형을 제대로 측정하기 어렵다.



(a) PI controller only



(b) PI controller + DOB



(c) PI controller + DOB+AFC

Fig. 12 Comparison of speed control performance for the different controller

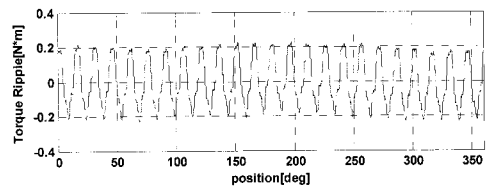
PI 제어기에 DOB 를 추가한 속도제어기의 경우, 저주파영역의 속도변동이 크게 감소하였으나 1.32, 2.0, 4.0Hz 의 속도변동 주파수 성분이 여전히 존재한다. PI 제어기에 DOB 와 AFC 를 모두 추가한 경우에는 반복적인 속도변동성분도 모두 제거되었다. 표 2 에 기준속도 0.1rpm 에서 제어기 구성에 따른 속도변동을 기준속도에 대한 표준편차(standard deviation)를 사용하여 나타내었다.

Table 2 Comparison of speed variation

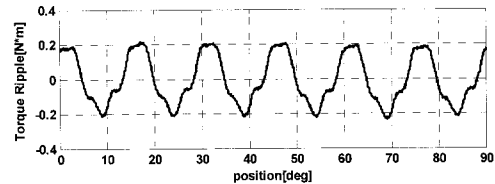
Controller	Standard deviation[rpm]
PI only	0.0305
PI+DOB	0.0104
PI+DOB+AFC	0.0097

#### 4.2 코깅토크 측정

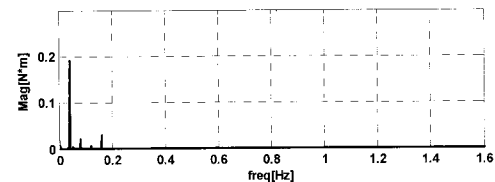
코깅토크 측정장치의 구동용 전동기의 속도를 0.1rpm 으로 유지시키면서 측정대상 전동기의 코깅토크를 측정하여 Fig. 13 에 나타내었다. 360 도 회전하는 동안 0.2 N·m 의 크기를 갖는 코깅토크 파형이 24 회 측정되었다. 속도변동이 존재하는 상태에서 코깅토크를 측정하면 코깅토크 파형의 주파수 성분이 명확하지 않고 다양한 주파수 성분이 포함되게 된다. 하지만, 본 논문에서 개발한 속도



(a) Cogging torque profile for 1 revolution



(b) Cogging torque profile for 1/4 revolution



(c) FFT of cogging torque profile

Fig. 13 Cogging Torque Profile and FFT

제어기를 사용하여 측정할 경우 주파수 성분이 명확하고 깨끗한 코깁토크 파형을 측정할 수 있었다.

## 5. 결론

본 논문에서는 구동용 전동기가 측정대상 전동기를 직접구동하는 방식으로 코깁토크를 측정하는 장치를 개발하였다. Simulink/xPC Target 을 이용하여 속도제어기와 토크측정장치를 구성하였다. 코깁토크 측정장치는 각종 토크외란을 극복하면서 구동용 전동기가 1deg/sec 이하의 저속에서 등속을 유지하도록 하는 정밀속도제어기가 필요하다. PI 제어기를 기본제어기로 설계한 후 저주파 토크외란을 저감시키기 위한 외란관측기와 반복적인 속도변동을 제거하기 위한 AFC 를 추가하였다. 이렇게 구성된 속도제어기를 이용하여 0.1rpm(0.6deg/sec)에서 만족할만한 등속유지 성능을 얻을 수 있었다. 개발한 코깁토크 측정장치를 이용하여 회전자의 연속적인 위치에 대해 신뢰할 수 있는 깨끗한 코깁토크 파형을 측정할 수 있었다. 영구자석 전동기의 코깁토크 저감 형상설계 후 유한요소법을 사용하여 얻어낸 코깁토크 해석값과 코깁토크 측정장치를 사용하여 얻어낸 코깁토크 측정값을 비교하여 해석방법을 정립할 수 있으며, 신뢰성 있는 코깁토크 파형을 측정함으로써 코깁토크 저감 형상설계 결과를 확인할 수 있다.

## 참고문헌

- Jahns, T. M. and Soong, W. L., "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac drives - A review," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, pp. 321-330, 1996.
- Hanselman, D., "Brushless Permanent Magnet Motor Design," The Writers' Collective, pp. 111-113, 2003.
- Aghili, F., Buehler, M. and Hollerbach, J. M., "Torque Ripple Minimization in Direct-Drive Systems," IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Vol. 2, pp. 794-799, 1998.
- Park, W. S. and Oh, H., "A Study on the Rule-Based Auto-tuning PI Controller for Speed Control of D.C Servo Motor," J. of KIIEE, Vol. 11, No. 2, pp. 89-93, 1997.
- Kim, B. K. and Chung, W. K., "Design of Robust Motion Controllers with Internal-Loop Compensator," Trans. of KSME(A), Vol. 25, No. 10, pp. 1501-1513, 2001.
- Chung, S. C. and Kim, M. S., "Integrated Design of Servomechanisms Using a Disturbance Observer," J. of KSME(A), Vol. 29, No. 4, pp. 591-599, 2005.
- Kim, S. C. and Chung, S. C., "Robust Control for Cutting Force Regulation Using Disturbance Observer in Milling Process," Proc. of KSPE Autumn Conference, pp. 1252-1255, 1998.
- White, M. T., Tomizuka, M. and Smith, C., "Improved Track Following in Magnetic Disk Drives Using a Disturbance Observer," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 5, No. 1, pp. 3-11, 2000.
- Weerasooriya, S., Zhang, J. L. and Low, T. S., "Efficient Implementation of Adaptive Feedforward Runout Cancellation in a Disk Drive," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 5, pp. 3920-3922, 1996.
- Onuki, Y., Ishioka, H. and Yada, H., "Repeatable runout compensation for disk drives using multi-loop adaptive feedforward cancellation," Proceedings of the 37<sup>th</sup> SICE Annual Conference, pp. 1093-1098, 1998.