

고성능 영구자석 동기전동기 운전을 위한 영위상오차 속도제어기의 구현

김준석[†]

Development of the Zero-Phase-Error Speed Controller for High Performance PMSM Drives

Joohn-Sheok Kim[†]

Abstract - This paper presents a high performance ZPE(zero-phase-error) speed controller for PMSM(permanent magnet synchronous motor) drives. A comparison study between conventional general purpose speed controller in modern industry fields such as PI, IP and 2-degree of freedom controller presented also. The proposed ZPE speed controller is found suitable for vector controlled PMSM drives in giving the high level of performance while maintaining the excellent response at the time of speed command changing. In MATLAB-based comparative simulation and experiment results with commercial drive system, the proposed method shows a superior control performance compared with the conventional speed controller widely-used.

Keywords: PMSM drives, zero phase error speed controller, PI speed controller

1. 서 론

현대적인 디지털 서보시스템은 위치제어기-속도제어기-전류제어기를 연결하는 계층적 제어구조를 지니고 있다. 이중 속도제어기의 경우 전류제어기 및 위치제어기에 비하여 상대적으로 적은 주목을 받고 있으나 통상적인 위치제어루프의 허리를 담당하는 중요한 위치를 점하고 있다^{[1]-[10]}.

속도제어기의 경우에도 다른 제어기와 마찬가지로 적응제어 및 퍼지제어와 같은 복잡한 구조의 제어 알고리즘^{[5]-[9]}을 적용할 수 있으나 실제 산업현장에서는 고전적인 주파수영역에 기반의 제어이론을 적용한 간단한 구조의 제어기가 널리 사용되고 있다. 그 대표적인 제어기가 PI(Proportional Integral) 및 IP(Integral Proportional) 제어기이다. 이러한 고전적인 -그러나 광범위하게 사용되어온- 속도제어기 들은 적절한 기준에 따른 상호간의 공정한 비교 없이 관행적으로 사용되어 오고 있었다. 한

편, 고전적인 기존의 속도제어기는 구조가 간단하여 구현이 쉽기 때문에 다양한 응용분야에서 적용되고 있으나 그 간단한 구조로 인하여 가장 중요한 제어성능, 특히 속도 명령이 변경되는 과도 상태의 명령 추종성능에 한계가 존재하게 된다. 물론 이론적으로 제어 이득을 무한히 크게 하면 추종성능이 크게 개선될 수 있으나, 한정된 스위칭 주파수를 갖는 디지털 서보시스템에서 구현할 수 있는 이득에는 한계가 있다.

본 연구에서는 기존 제어기의 구조를 크게 벗어나지 않으면서도 이론적인 명령 추종 오차를 0으로 할 수 있는 새로운 속도제어기를 제안한다. 제안된 속도제어기는 '영위상오차(ZPE:Zero Phase Error)' 속도제어기로 명칭되었으며 원래 '영위상오차'라는 개념은 위치제어 알고리즘에서 특정 주파수를 갖는 위치 이동 동작- 예를 들면 XY테이블에서 원호를 그리는 동작-에서 위치의 오차없이 완전하게 위치명령을 추종하는 제어기를 지칭할 때 사용하는 명칭이다^[10]. 제안된 제어기는 구조가 비교적 간단하여 쉽게 산업현장에 적용할 수 있으면서도 주파수 성분을 포함한 모든 연속적으로 변동하는 속도명령을 추종 오차 없이 제어할 수 있도록 설계되었다.

또한, 본 연구에서는 기존 속도 제어기를 공정한 틀 안에서 비교 분석하였으며 성능비교를 통하여 널리 사용되고 있는 여러 제어기의 특성을 보다 면밀하게 관찰

Paper number: TKPE-2014-19-2-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: jskim@incheon.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Incheon National University

Tel: +82-32-835-8435 Fax: +82-32-835-0773

Manuscript received Feb. 18, 2014; accepted Mar. 5, 2014

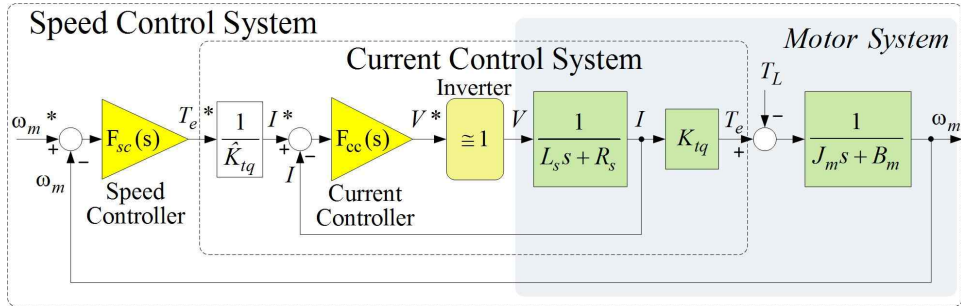


Fig. 1 Over-whole block-diagram of the speed control system

하였다. Matlab을 이용한 시뮬레이션과 실제 산업용 정밀 서보 전동기를 이용한 실험을 통하여 기존 제어기 및 제안된 제어기의 성능을 비교 검증하였으며 제안된 제어기의 우수성을 확인하였다.

2. 기존 범용 속도제어기 고찰

그림 1은 속도제어시스템의 블록도이다. 속도명령 ω_m^* 이 입력되면 속도제어기 $F_{sc}(s)$ 는 전동기속도 ω_m 을 폐환하여 제어를 수행하며 그 출력은 일반적으로 전동기의 토크명령 T_e^* 이 된다. 토크명령은 토크상수 \hat{K}_{tq} 를 이용하여 전류명령 I^* 으로 변환되고 이 명령은 전류제어기 $F_{cc}(s)$ 에 입력되어 전류제어가 수행된다. 전류제어기에서는 전동기의 전압기준값 V^* 을 출력하고 인버터 등의 전력단에서 전동기에 전압을 인가한다. 인가된 전압에 의해 전동기의 전류가 흐르게 되고 이 전류에 의해 전동기 토크가 발생하여 전동기의 속도가 결정된다.

일반적으로 전류제어 시스템(Current Control System)의 전체 동특성이 다음과 같이 나타난다고 가정할 수 있다.

$$G_{cc}(s) = \frac{T_c}{T_c^*} = \frac{I}{I^*} \cong \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (1)$$

식에서 ω_{cc} 는 전류제어기의 차단 주파수(cut-off freq.)이다. 이때, 속도제어기 및 전류제어기의 제어 독립성을 보장하기 위하여 전류제어기의 동특성이 속도제어기보다 10배 이상 크다고 가정하면 속도제어기의 입장에서 전류제어 시스템 전체의 전달함수를 1로 근사할 수 있다. 물론, 와이어본딩(wire-bonding) 시스템과 같이 매우 큰 동특성을 요구하는 특수한 응용분야에서는 위치-속도-전류 제어루프 전체를 연동하여 시스템을 구축하는 경우가 있지만 일반적인 서보급의 속도제어를 요하는 분야의 경우 위의 근사적 가정에 큰 문제가 없다.

본 연구에서는 이러한 가정하에 산업계에서 널리 사용되고 있는 범용 속도제어기에 대하여 그 특징을 기술하고 비교 검증하는 작업을 수행한다.

2.1 PI 속도제어기

PI제어기는 구조가 간단하면서도 정상상태에서 양호한 제어 성능을 실현할 수 있기 때문에 현재 산업계에서 가장 대중적으로 사용되고 있는 범용 제어기이며 다음 그림 2의 기본 구조를 갖는다.

그림 2에서 하위 제어계층을 이루는 전류제어기는 속도제어기의 동작 주파수 대역에서 이득 1로 동작한다고 가정하여 생략하였다. 그림에서 \hat{J}_m 은 전동기 기계 방정식에 나타나는 관성 J_m 에 대한 추정값이며, 이를 제어기의 이득에 직접 산정하는 방법이 사용되기도 하지만 본 연구에서는 다른 제어기와의 비교를 위하여 이득항과 분리하여 위 그림과 같이 표기한다.

PI 속도제어기의 폐회로 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s)|_{pi} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_P^{pi}s + K_I^{pi}}{\hat{J}_m s^2 + (\frac{B_m}{\hat{J}_m} + K_P^{pi})s + K_I^{pi}} \quad (2)$$

일반적으로 속도제어 루프의 동특성을 설계할 때 점성계수(viscous friction) B_m 를 정확히 알아야 할 필요가 있으나 점성계수는 온도 및 습도와 같은 전동기의 동작 환경에 따라 매우 크게 변동하기 때문에 예측이 거의 불가능하고 정확히 알 수 없는 문제가 있다. 일반적인 제어응용 분야에서는 점성계수가 무시할 수 있을 정도로 작은 값을 갖기 때문에 $B_m = 0$ 을 가정할 수 있다.

한편, 관성 J_m 은 관성 추정기 혹은 관성 관측알고리즘 등을 이용하여 비교적 정확한 값을 알 수 있기 때문에 $\hat{J}_m = J_m$ 의 가정을 도입한다.

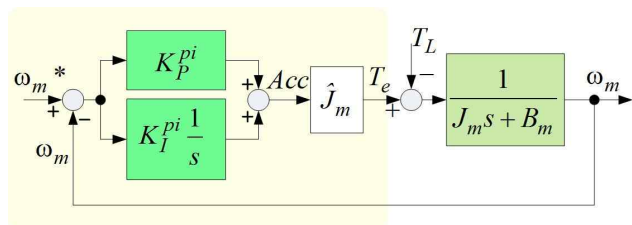


Fig. 2 PI speed control system block-diagram

위의 가정을 도입하면 PI 속도제어루프의 전달 함수는 다음으로 나타난다.

$$G_c(s)|_{pi} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_P^{pi}s + K_I^{pi}}{s^2 + K_P^{pi}s + K_I^{pi}} \quad (3)$$

PI속도제어기는 전달함수의 분자 1차항, 0차항 계수가 분모의 1차항, 0차항 계수와 동일하여 극-영점 배치가 임의로 구성되지 않기 때문에 원하는 제어 이득을 쉽게 설정하기 어렵다. 일반적으로 많이 사용되는 이득 설정 방식은 참고문헌[1]에서 제시된 ‘근사이득 설정방식’이다. 이 방식을 간단히 요약하면 다음과 같다.

PI 속도제어기의 개루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_o(s)|_{pi} = \left(K_P^{pi} + \frac{K_I^{pi}}{s} \right) \left(\frac{\hat{J}_m}{J_m} \frac{1}{s} \right) \quad (4)$$

만일 개루프 전달함수가 ω_{sc}/s 인 경우 폐루프 전달함수가 $\omega_{sc}/(s + \omega_{sc})$ 로 나타나므로 제어 시스템이 1차 지연 통과 필터처럼 모델링 될 수 있다. 개루프 전달 함수를 로그(log)스케일로 주파수공간에서 표시하면 다음의 그림 3과 같이 나타나게 된다.

ω_{pi} 는 PI제어기 자체의 변곡주파수(banding freq.)이며 ω_{sc} 는 제어기의 차단 주파수(cut-off freq.)이다. PI제어기의 변곡주파수는 P제어성분의 크기와 I제어성분의 크기가 같은 부분이므로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$|K_P^{pi}| = \left| \frac{K_I^{pi}}{j\omega_{pi}} \right| \quad \therefore \omega_{pi} = \frac{K_I^{pi}}{K_P^{pi}} \quad (5)$$

이때 ω_{pi} 가 ω_{sc} 보다 매우 작다($5\omega_{pi} \approx \omega_{sc}$)고 보고 ω_{sc} 에서 개루프 전달함수가 ω_{sc}/s 로 근사 된다고 가정한다.

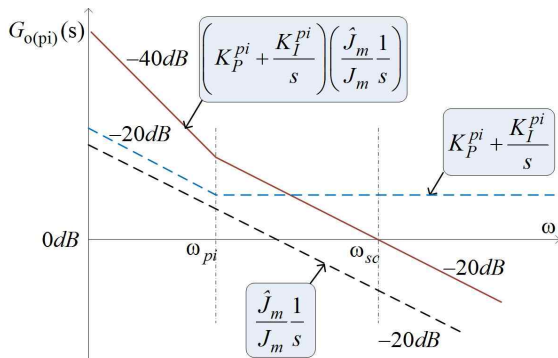


Fig. 3 The open-loop trans-function bode-plot of the PI speed control system

$$G_o(s)|_{pi} \approx (K_P^{pi}) \left(\frac{\hat{J}_m}{J_m} \frac{1}{s} \right) \approx \frac{\omega_{sc}}{s} \quad (6)$$

따라서, $\hat{J}_m = J_m$ 의 가정하에, P제어기 이득이 다음 식과 같이 결정된다.

$$K_P^{pi} = \left(\frac{J_m}{\hat{J}_m} \right) \omega_{sc} \approx \omega_{sc} \quad (7)$$

또한, $5\omega_{pi} \approx \omega_{sc}$ 의 조건에서 I제어기 이득을 결정할 수 있다. 식(5)로부터,

$$K_I^{pi} = K_P^{pi} \omega_{pi} = K_P^{pi} \frac{\omega_{sc}}{5} = \frac{\omega_{sc}^2}{5} \quad (8)$$

이와 같은 근사 이득설정방식은 차단주파수 근처에서 속도제어 시스템이 $\omega_{sc}/(s + \omega_{sc})$ 과 같은 1차 저역통과 필터처럼 동작한다는 가정에 바탕을 두고 있으므로 원하는 동작특성을 정확하게 구현하기는 어렵지만 유효한 루프이득을 계산할 수 있기 때문에 산업 현장에서 매우 유용하게 사용되고 있다.

한편, 부하를 외란으로 간주할 때 PI제어기에서 외란에 대한 강성도(stiffness)의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{st}(s)|_{pi} = \frac{\omega_m}{T_L} = J_m \frac{s}{s^2 + K_P^{pi}s + K_I^{pi}} \quad \text{at } \omega_m^* = 0 \quad (9)$$

2.2 IP 속도제어기

IP제어기는 상태채환(state-feedback)을 이용한 제어 기로서 다음과 같은 구조를 갖는다[3].

$\hat{J}_m = J_m$ 의 가정하에 IP제어기의 폐루프 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_c(s)|_{ip} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_I^{ip}}{s^2 + K_P^{ip}s + K_I^{ip}} \quad (10)$$

위 전달함수는 전형적인 2차 저역통과 필터의 형태를 보이고 있기 때문에 필터 이론을 통하여 이득을 매우 수월하게 결정할 수 있다. 다음은 2차 저역통과 필터의 전달 함수이다.

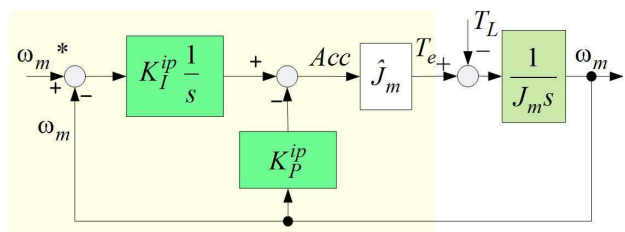


Fig. 4 IP speed control system block-diagram

$$G_c(s)|_{2nd-LPF} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

식에서 ω_n 은 자연 진동주파수이며 ζ 는 댐핑계수이다. 식(10)과 식(11)을 비교하면 IP제어기의 이득을 다음 식으로 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_P^{ip} &= 2\zeta\omega_n \\ K_I^{ip} &= \omega_n^2 \end{aligned} \quad (12)$$

IP제어기의 가장 큰 장점은 위와 같이 2차 저역통과 필터 이론을 적용하여 제어기의 이득을 매우 쉽게 설정할 수 있다는 것이다. 다만, PI제어기에 비하여 속도오차에 대한 보상동작이 적분기에 의해서만 이루어지므로 속도명령이 변동하는 과도구간에 추종오차가 커지고 항과적분(Anti-Windup) 제어기의 구현이 간단치 않은 문제점이 있다.

한편, IP제어기는 이득 설계가 간단하다는 장점이 있는 반면 차단 주파수가 명확하지 않다는 또 다른 문제가 있다. 물론, 페루프 전달함수의 이득이 $1/\sqrt{2}$ 이 되는 주파수를 직접 계산하면 되지만 댐핑계수에 따라 차단 주파수가 변동하므로 간단치 않다. 본 연구에서는 PI제어기와의 비교를 위하여 댐핑계수를 1로 설정하였다. 이때 전달함수는 다음으로 나타난다.

$$G_c(s)|_{ip} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \left(\frac{\omega_n}{s + \omega_n} \right)^2 \quad (13)$$

식 (13)에서 전달함수 이득이 $1/\sqrt{2}$ 인 주파수를 계산하면 $\omega_{sc} = \sqrt{3}\omega_n$ 의 관계를 구할 수 있다. 이를 준용하여 $\omega_{sc}=300\text{rad/s}(50\text{Hz})$ 인 경우에 대하여 각 제어기의 루프이득을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} PI\text{-controller} &\begin{cases} K_P^{pi} = 300. \\ K_I^{pi} = 18,000. \end{cases} \\ IP\text{-controller} &\begin{cases} K_P^{ip} = 346. \\ K_I^{ip} = 30,000. \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

위의 이득은 PI 혹은 IP형태의 속도제어시스템을 구성할 때 관성을 1로 본 표준이득으로 사용할 수 있다.

한편, IP제어기의 외란에 대한 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_{st}(s)|_{ip} = \frac{\omega_m}{T_L} = J_m \frac{s}{s^2 + K_P^{ip}s + K_I^{ip}} \quad \text{at } \omega_m^* = 0 \quad (15)$$

외란에 대한 동특성은 IP제어기 및 PI제어기 모두 동일하게 2차 고역필터 형태로 나타난다는 것을 알 수 있다. 따라서 루프 이득이 같으면 동일한 외란 억제 특성을 보이게 된다. 다만, 위에서 언급한 바와 같이 속도명

령에 대한 차단주파수를 동일하게 설정한 경우 IP제어기가 전반적으로 더 큰 루프이득을 갖게 된다. 이는 식(15)와 같은 강성도 전달함수에서 더 높은 차단주파수를 갖음을 의미하므로 IP제어기의 외란 억제 능력이 조금 더 우수하게 나타난다고 볼 수 있다.

2.3 2자유도 제어기

2자유도(2-degree of freedom)제어기-이하 2DOF 약칭-는 PI제어기와 IP제어기를 결합하여 그림. 5와 같은 구조를 갖도록 설계되었다.^[4]

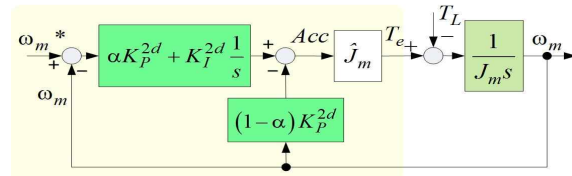


Fig. 5 2-Degree of freedom speed control system block-diagram

2DOF 속도제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s)|_{2d} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{\alpha K_P^{2d}s + K_I^{2d}}{s^2 + K_P^{2d}s + K_I^{2d}} \quad (16)$$

2DOF 제어시스템에서는 P이득에 대한 분배비율 α 에 따라 $\alpha=1$ 인 경우에는 PI제어기, $\alpha=0$ 인 경우는 IP제어기로 동작하며, 분배비율을 적절한 값으로 선정하여 PI제어기 및 IP제어기의 중간적인 효과를 얻을 수 있다. 그러나, 전술한 바와 같이 두 제어기에서 차단주파수에 대한 이득 선정 체계가 다르기 때문에 2DOF 제어기를 사용하여 원하는 성능을 얻기가 쉽지 않다.

2DOF 제어기의 외란에 대한 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{st}(s)|_{2d} = \frac{\omega_m}{T_L} = J_m \frac{s}{s^2 + K_P^{2d}s + K_I^{2d}} \quad \text{at } \omega_m^* = 0 \quad (17)$$

식을 살펴보면 PI, IP 및 2DOF 속도제어기가 모두 동일한 형태의 외란억제 동특성을 갖는다는 것을 알 수 있다. 사실, 2자유도 속도제어기의 특징은 위 식(17)과 같이 루프이득 K_P^{2d}, K_I^{2d} 를 미리 설정하여 외란에 대한 동특성은 일정하게 유지시키면서 추가된 이득 α 를 조절함으로써 속도 명령에 대한 동특성을 외란과 별개로 설정할 수 있다는 것이며, 이로 인하여 자유도가 두 개인 2자유도 제어기라고 호칭되고 있다.

3. 제안된 ZPE 속도제어기

기존의 제어기는 구성에 따라 약간 다르기는 하지만 원칙적으로 모두 일종의 필터형태로 동작한다. 이때 문제는 주파수 성분이 존재하는 과도 상태에서 입력 신호

인 속도명령과 출력신호인 실제속도 사이에는 무시할 수 없는 위상 오차(phase-error)가 수반된다는 것이다. 이러한 위상오차는 속도명령이 변동하는 상태에서 입력과 출력 사이의 과도 상태 오차로 나타나며, 동작기계류 혹은 물류 이송장치 등에서 전체 제어시스템의 성능이 저하되는 현상이 발생한다. 물론, 차단주파수를 높게 설정하여 루프이득을 크게 함으로써 위상오차를 줄일 수는 있지만 이득의 크기에는 한계가 존재하며 이론적인 위상오차는 피할 수가 없다.

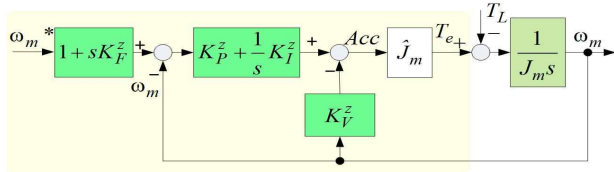


Fig. 6 Proposed ZPE speed control system block-diagram

본 연구에서는 주로 위치제어기에 적용되는 영위상오차(ZPE: Zero-Phase-Error) 개념을 속도제어기에 도입하여 이론적인 속도 추종오차가 0으로 나타나는 새로운 속도제어기를 제안한다. 고전적인 제어이론 관점에서 전 속도 범위에서 이론적인 추종오차를 0으로 하는 가장 간단한 방법은 시스템의 전달함수 자체를 '1'(unity transfer function)로 구성하는 것이다. 이러한 목적에 부합하면서 비교적 간단한 구조의 상태궤환형 속도제어기를 구성하고자 연구가 진행되었으며, 그 결과 그림 6과 같은 구조의 영위상오차(ZPE) 속도제어기가 설계되었다. 제안된 제어기는 입력단의 전향보상기 sK_F^z 를 제외하면 2자유도 제어기와 거의 유사한 구조를 갖는다.

제안된 속도제어기의 전달함수는 다음 식과 같이 나타난다.

$$G_c(s)|_{zpe} = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_F^z K_P^z s^2 + (K_P^z + K_F^z K_I^z)s + K_I^z}{s^2 + (K_P^z + K_V^z)s + K_I^z} \quad (18)$$

식에서 보이는 바와 같이 전달함수의 분모가 2차, 분자가 2차로 나타나며 이를 이용하여 매우 다양한 형태의 특성을 갖는 제어기 설계가 가능하다. 본 연구에서는 전달함수가 '1'인 갖는 제어기 설계가 목적이므로 이에 준하여 이득을 설정한다.

전달함수가 1로 나타나기 위해서는 분모의 계수와 분자의 계수가 동일하게 설정되어야 하며 식(18)로부터 다음의 조건이 성립되어야 함을 알 수 있다.

$$K_F^z K_P^z = 1 \quad \Rightarrow \quad K_F^z = \frac{1}{K_P^z} \quad (19)$$

$$K_P^z + K_F^z K_I^z = K_P^z + K_V^z \quad \Rightarrow \quad K_V^z = K_F^z K_I^z = \frac{K_I^z}{K_P^z}$$

위의 조건만 만족하면 제안된 ZPE 속도제어기는 항상 전달함수가 1이 되어 위상오차 없이 속도 명령을 추종하는 이상적인 제어기로 동작한다. 한편, 전달함수가 '1'이 되면 신호에 잡음이 유입되었을 때 시스템이 불안정해지는 문제가 있을 수 있다. 특히, 전향보상기에 사용된 미분제어기가 문제될 수 있으나, 일반적으로 입력 신호에 해당하는 속도명령에 잡음이 유입될 가능성은 거의 없다. 다만, 속도명령을 입력할 때 과도한 변동폭을 갖지 않도록 적절히 제한할 필요는 있다. 서보제어와 같은 정밀제어 분야에서는 미리 프로그램된 속도명령 프로파일을 사용하므로 속도제어기의 전달함수가 특정 동특성 없이 '1'로 설정되어도 큰 문제가 되지 않는다.

제안된 속도제어 시스템의 부하외란에 대한 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{st}(s)|_{zpe} = \frac{\omega_m}{T_L} = J_m \frac{s}{s^2 + (K_P^z + K_V^z)s + K_I^z} \quad (20)$$

at $\omega_m^* = 0$

식(19)의 조건만 만족한다면 이론적으로 임의의 루프이득을 사용해도 문제가 없으나, 부하외란을 억제하는 능력은 식(20)과 같이 루프이득의 영향을 크게 받기 때문에 제어이득을 선정할 때 주의가 필요가 있다. 본 연구에서는 기존제어기와 비교한 비교연구를 진행하기 위하여 IP제어기(혹은 2자유도 제어기)와 동일한 외란 억제 특성을 갖는 루프 이득을 설정한다. 일단, 전달함수가 다음과 같다고 가정하고,

$$G_c(s)|_{zpe} = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \equiv 1 \quad (21)$$

이에 맞추어 이득을 설정하면 다음과 같다.

$$K_P^z + K_V^z = 2\zeta\omega_n, K_I^z = \omega_n^2 \quad \Leftarrow \quad \begin{cases} set \zeta = 1. \\ K_V^z = \frac{K_I^z}{K_P^z} \end{cases} \quad (22)$$

$$\therefore K_P^z + \frac{\omega_n^2}{K_P^z} = 2\omega_n$$

위 식의 해를 구하면 다음 식이 성립한다.

$$(K_P^z)^2 + 2\omega_n K_P^z + \omega_n^2 = 0. \quad (23)$$

$$\therefore K_P^z = \omega_n$$

위의 과정을 정리한 다음 IP제어기와 동일하게 $\omega_{sc} = \sqrt{3}\omega_n, \omega_{sc} = 300$. 가 되도록 각 루프이득을 구하면 식(24)와 같이 나타난다.

Table 1 Ratings of the synchronous motor(DDR)

Parameters	Value	cmp.
Polse	32	
Stator Resistance	2.15 Ω	DQ-model
Stator Inductance	16 mH	DQ-model
Back-EMF Const.	0.188 V/rad/s	DQ-model
Inertia	0.05 Nms ² /rad	
Speed (rate)	2 RPS	Max 4 RPS
Torque (rate)	20 Nm	Max 40 Nm

$$\begin{aligned} K_I^z &= \omega_n^2 = 30,000. \\ K_P^z &= \omega_n = 173. \\ K_V^z &= \omega_n = 173. \\ K_F^z &= 1/\omega_n = 1/173. \end{aligned} \quad (24)$$

위의 이득은 관성을 1로 보았을 때의 이득으로 부하 외란을 억제하는 2차 고역필터형태의 전달함수에서 차단주파수가 300rad/s일 때의 표준이득으로 볼 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

실험에 앞서 제어기의 이론적 성능을 검증하기 위하여 실험과 동일한 조건하에서 MATLAB을 이용한 시뮬레이션 연구를 수행하였다. 표 1에 시뮬레이션 및 실험에 사용한 동기전동기의 제원을 수록하였다. 전동기는 DD(Direct Drive)형 저속 고투크 동기전동기로서 반도체 이송장비 등에 사용하는 초정밀 서보전동기이다.

시뮬레이션에서 최대한 실제 실험상황과 유사한 환경을 조성하기 위하여 DSP를 사용한 서보제어기와 동일한 구조의 제어계를 구성하였다. 하위 제어구조인 전류 제어기는 비간섭 동기좌표계 PI제어기로 구성되었으며 SV(Space-Vector)PWM을 사용하여 전동기에 전압을 인가한다. 전류제어기의 샘플링주파수는 10kHz(스위칭 주파수 20kHz)이며 3,000 rad/s의 차단주파수를 갖는다. 속도제어기는 PI, IP, 2자유도 그리고 ZPE 제어기로 각각 구성하였으며 모두 2kHz의 샘플링주파수와 300rad/s의 차단주파수를 갖도록 설계하였다. 시뮬레이션 및 실험에 사용한 각 제어기의 루프 이득을 표 2에 수록하였다. 2자유도제어기 및 ZPE 제어기의 경우 정확한 차단 주파수 설정이 곤란하기 때문에 IP제어기와 동일한 수준의 부하외란억제 성능을 갖도록 루프 이득을 설정하였다. 2자유도제어기의 분배비율 α 는 PI와 IP제어기의 중간적 성능을 갖도록 0.5의 값을 사용하였다.

그림 7에는 각각 PI 속도제어기, IP 속도제어기, 2DOF 속도제어기 그리고 제안된 ZPE 속도제어기에 대한 시뮬레이션 결과가 도시되어 있다. 각 그림의 상단에는 전동기토크(Torque) 및 부하토크(T_Load)가 도시되어 있으며, 중단에는 속도명령(Wrm*) 및 전동기 속도(Wrm), 하단에는 확대된 속도오차(Wrm_Error)가 도시되어 있다.

Table 2 Standard loop gains ($\omega_{sc} = 300\text{rad/s}$)

Controller	K_P	K_I	α	K_F
PI	300.	18,000.	-	-
IP	346.	30,000.	-	-
2DOF	346.	30,000.	0.5	-
ZPE	173.	30,000.	-	0.00578

시뮬레이션에서는 0.05초에서 0→1rps로 가속시키고 0.4초에서 1→0rps로 감속하는 속도패턴을 사용하였다. 속도명령은 과적분(Wind-up)이 일어나지 않도록 20rps/s의 기울기를 갖는 램프형태로 입력되며 정격토크의 약 1/3로 가속되도록 설정하였다. 스텝명령을 사용하면 적분기에서 과적분이 일어나며 이 경우에는 과적분 억제(Anti-Windup) 알고리즘의 영향을 매우 크게 받기 때문에 제어기 자체의 성능을 명확하게 파악하기 어렵다. 한편, 시뮬레이션에서 부하외란억제 성능을 관찰하기 위하여 약 0.2초부터 정격에 해당하는 20Nm의 부하토크를 0.1초간 인가하였다.

각 제어기의 시뮬레이션 파형에서 하단에 도시된 ‘속도오차’파형을 관찰하면 제어기의 명령 추종 성능을 쉽게 파악할 수 있다. 그림 7(a)의 PI 속도제어기의 경우 그림 7(b)의 IP 속도제어기 및 그림 7(c)의 2자유도 속도제어기에 비하여 속도 추종 능력이 우수한 반면 위에서 언급한 바와 같이 동일한 차단 주파수에서 루프이득이 약간 감소하는 경향이 있기 때문에 다른 제어기에 비하여 부하외란억제 성능이 약간 감소하는 것을 볼 수 있다. PI제어기는 동일한 차단 주파수의 여타 제어기에 비하여 과도상태 동작 성능이 비교적 우수하다고 할 수 있으나 속도 명령이 변동하는 상태에서 상당한 오차와 함께 오버슛(Over-shoot)현상이 발생하는 문제가 있다. IP제어기는 PI제어기와 동일한 차단주파수를 갖는 경우 부하 변동에 대한 복귀능력은 우수하지만 속도 추종 능력이 현저히 떨어지는 것을 볼 수 있다. 2DOF 제어기는 예측한 바와 같이 PI와 IP의 중간적인 성능을 갖는다.

한편, 제안된 ZPE 속도제어기의 성능이 도시된 그림 7(d)를 관찰하면 기존의 제어기에 비하여 월등히 우수한 명령추종성능을 보이고 있음을 확인할 수 있다. 속도 명령이 변곡되는 순간에 미세한 속도오차가 발생하지만 가속하는 구간 동안 제어오차 0을 유지한다. 부하외란억제 성능은 예측한 바와 같이 IP 혹은 2DOF 제어기와 동일한 성능을 갖는다.

이러한 시뮬레이션 결과를 동시에 비교하기 위하여 그림 7의 결과를 그림 8에 겹쳐서 도시하였다. 그림의 상단에는 속도명령과 전동기 속도가 rps단위로 도시되어 있으며 하단에는 속도오차가 도시되어 있다. 제안된 ZPE 속도제어기는 이론적으로 위상오차를 허용하지 않기 때문에 이상적인 속도명령 추종 성능을 보이고 있다.

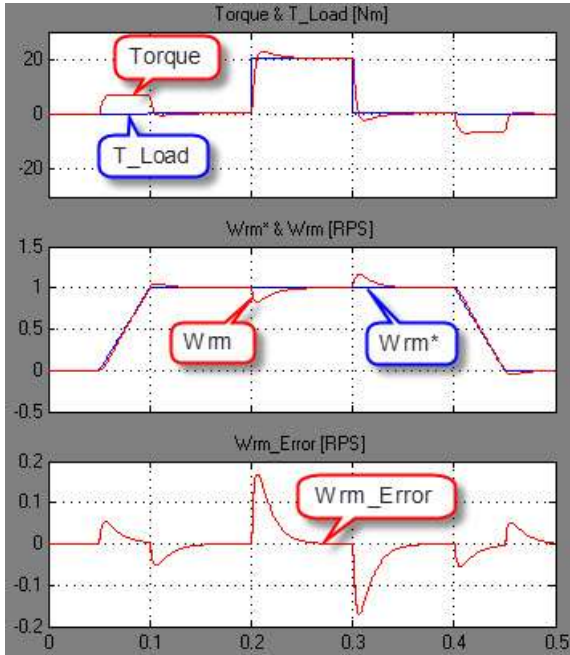
ZPE 속도제어기는 주파수를 갖는 속도 명령이 입력될 때 가장 이상적인 동작특성을 보인다. 그림 9에는 각

속도제어기에 5Hz의 주파수를 갖는 정현파 입력이 인가된 경우에 대한 시뮬레이션 결과가 도시되어 있다. 속도제어기의 차단 주파수가 약 50Hz(300rad/s)로 설정되었기 때문에 이의 1/10인 5Hz주파수에 대해서는 모든 제어기가 거의 이득 1로 동작해야 한다. 그림 12의 상단에 있는 속도 파형을 보면 대부분의 제어기에서 속도제어가 양호하게 이루어지고 있는 것으로 보이지만 하단의 확대된 속도오차 파형을 관찰하면 기존의 범용 제어기

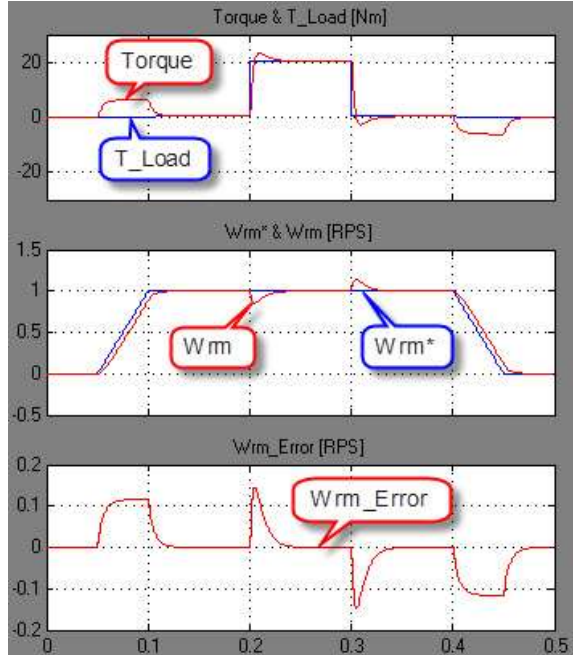
에서 비교적 큰 추종 오차가 발생하고 있음을 볼 수 있다. 반면 ZPE 속도제어기는 거의 오차 '0'에 가까운 뛰어난 제어성능을 지니고 있음을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

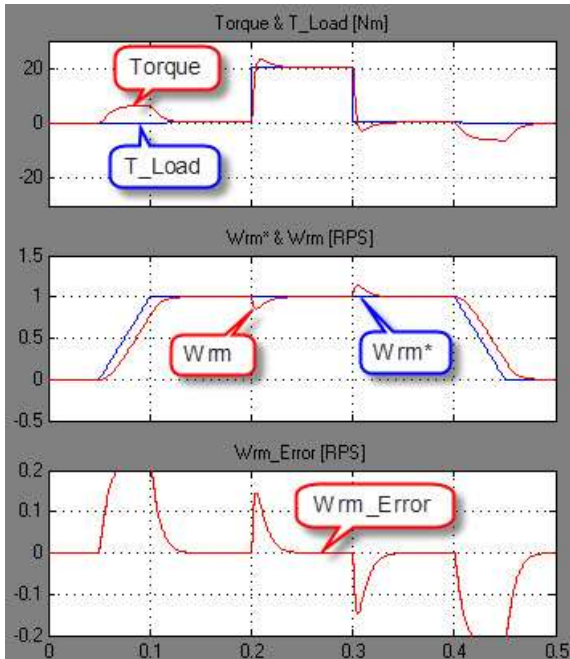
제안된 제어기의 실제 성능을 검증하기 위하여 산업용 고성능 서보전동기(DD-motor)를 이용한 실험이 수



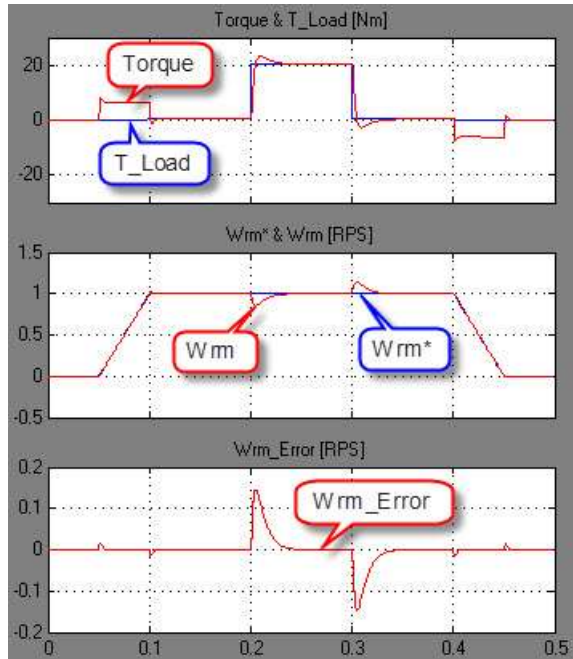
(a) PI speed controller



(c) 2DOF speed controller



(b) IP speed controller



(d) ZPE speed controller

Fig. 7 The simulation results for speed controller performance (x-axis: 0.1sec/div)

행되었다. 실험 장치의 제어기의 샘플링 주파수 및 전동기 제원, 제어 이득 등 모든 제정수는 시뮬레이션과 동일하다. 그림 13에 실험 장치를 도시하였다. 드라이버는 DD전용 고성능 드라이버로써 TI의 DSP 및 30A급 IGBT로 구성되어 있다. 실험 결과는 DAC(Digital to Analog Converter)를 통하여 출력한 결과를 파형관측기로 출력한 것이다.

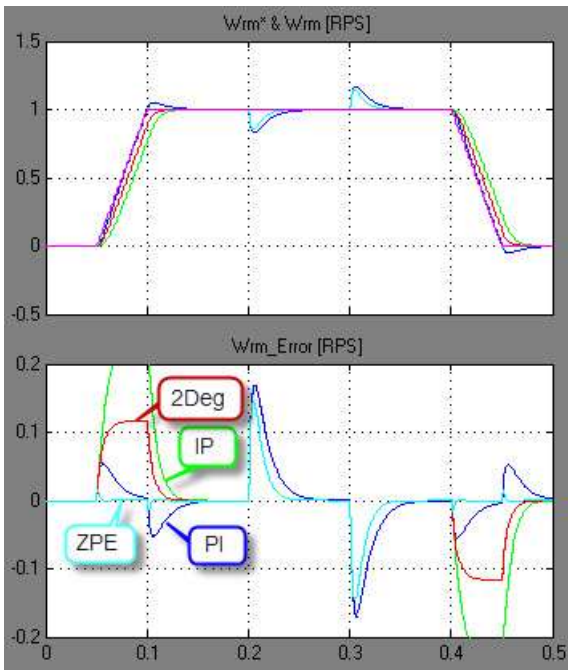


Fig. 8 Performance comparison of the speed controllers #1 (Simulation)

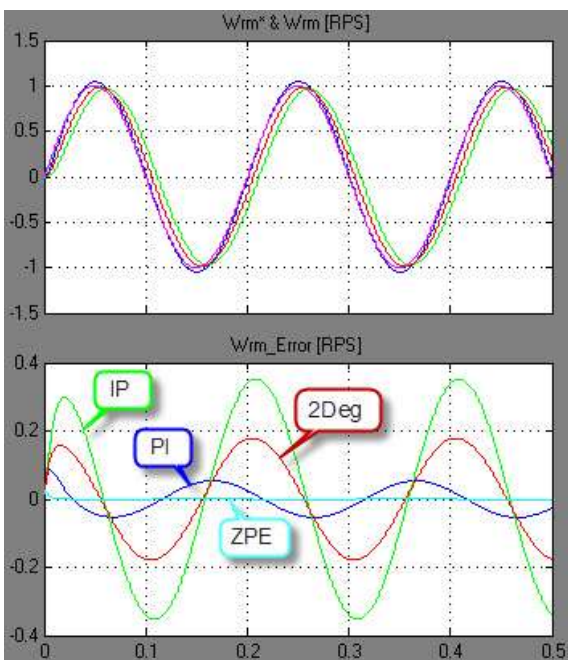


Fig. 9 Performance comparison of the speed controllers #2 (Simulation)

그림 11에는 각각 PI 속도제어기, IP 속도제어기, 2DOF 속도제어기 그리고 제안된 ZPE 속도제어기에 대한 실험 결과가 도시되어 있다. 각 파형의 상단에는 속도명령(W_{rm}^*) 및 전동기 속도 (W_{rm})이 도시되어 있으며 하단에는 확대된 속도오차 (W_{rm_Error}) 및 전동기토크(Torque)가 도시되어 있다. 속도 명령은 시뮬레이션과 동일하게 20rps/s의 기울기를 갖는 램프형태로 입력되며 전동기 자체의 점성부하(friction load)외에 별도 인가된 외란은 없다.

각 파형을 관찰하면 시뮬레이션과 거의 동일한 실험 결과가 나타나고 있음을 확인 할 수 있다. PI제어기의 경우 전반적인 제어 성능이 양호하지만 오버슈트가 나타나며 IP제어기는 속도명령이 변경될 때 큰 오차를 수반하고, 2DOF 제어기는 PI제어기와 IP제어기의 중간적인 제어성능을 나타낸다. 반면 제안된 ZPE 속도제어기는 시뮬레이션에서와 같이 거의 0에 가까운 명령 추종 오차를 갖는 뛰어난 속도제어 성능을 보이고 있다.

실험을 진행하며 당면한 한 가지 문제는 실험실에 전동기를 고정하는 정반 설비가 없다는 것이었다. 진동억제용 패드에 전동기를 올려놓고 실험이 진행되었으며, 이로 인하여 $0.05\text{Nm}\cdot\text{s}^2/\text{rad}$ 관성의 회전자가 움직일 때마다 고정자가 약간씩 미끌어지는 현상이 발생하여 마치 2관성계(2-mass system)와 유사한 환경하에서 전동기가 구동되었다. 모든 실험파형의 정속구간에서 약간의 진동이 나타나는 것을 볼 수 있으며 이러한 진동이 2관성계의 영향 때문인 것으로 추정된다.

6. 결 론

본 연구에서는 산업계 표준으로 널리 사용되고 있는 PI, IP, 2자유도 속도제어기에 대한 비교를 진행하였으며 이러한 제어기를 대체할 수 있는 간단한 구조의 새로운 ZPE(영위상오차) 속도제어기를 제안하였다.

제안된 제어기는 간단한 구조로 인하여 쉽게 산업계의 서보제어 시스템에 적용할 수 있으며 속도 명령이 변동하는 구간에서 이상적인 명령 추종 성능을 나타낸다.

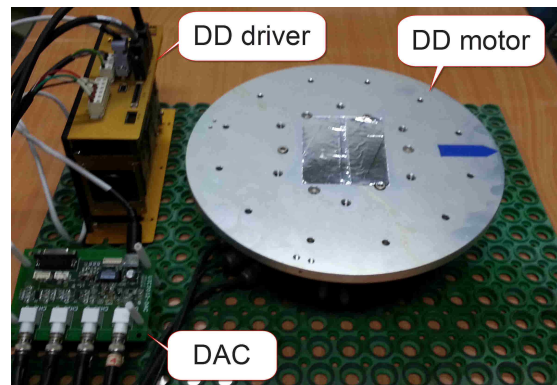


Fig. 10 The DD-system for experiments

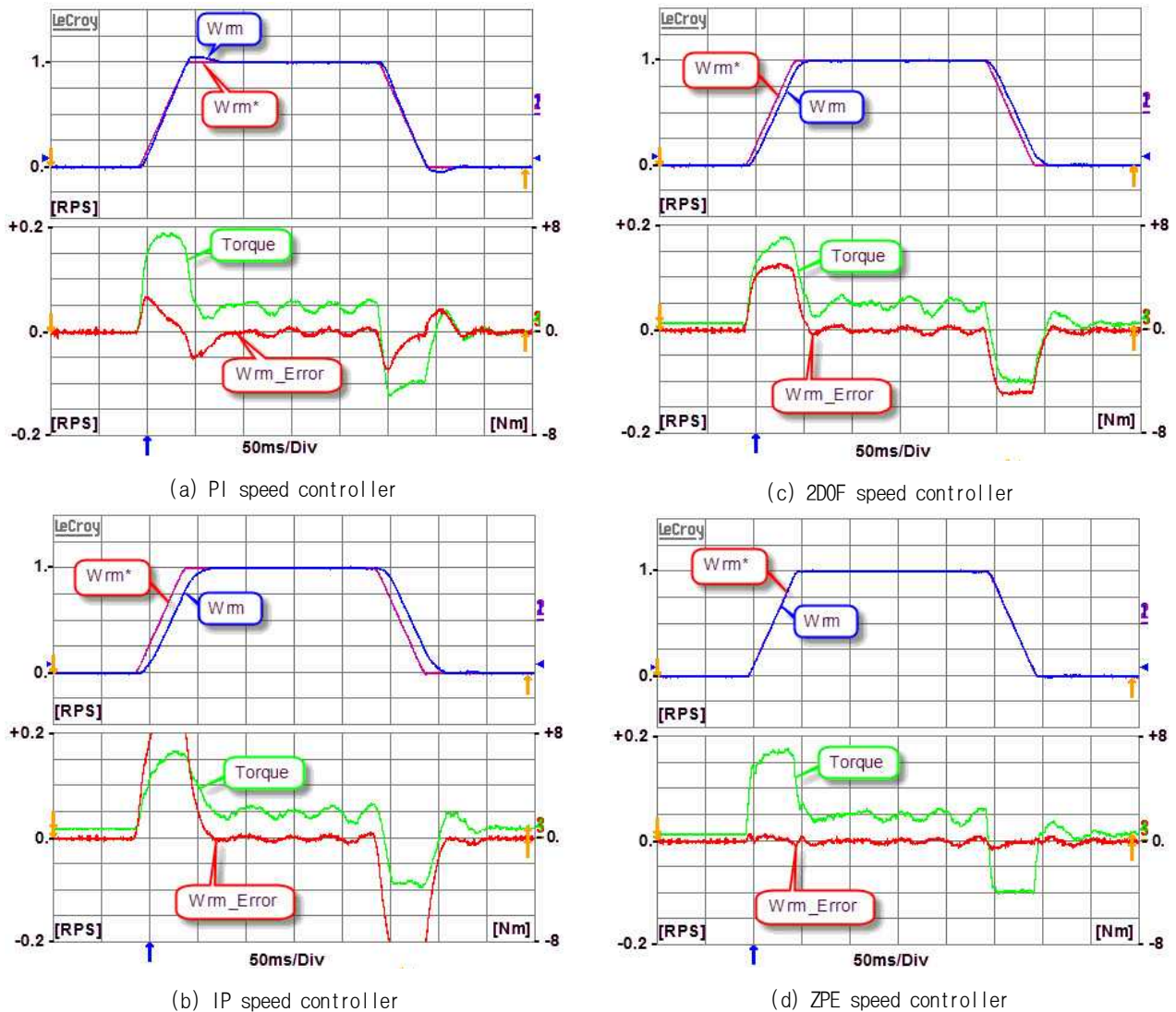


Fig. 11 The experimental results for speed controller performance (x-axis: 0.05sec/div)

정현과 형태의 속도 명령이 자주 사용되는 CNC 등의 공작기구 및 산업체 표준 서보 시스템에 쉽게 적용할 수 있을 것으로 생각된다.

산업현장의 서보시스템에서 스텝형태의 속도 명령을 사용하는 경우는 거의 없지만 제안된 속도제어기에서 스텝형태의 명령을 사용하기 위해서는 매우 잘 설계된 과적분억제 알고리즘이 필요하며 이는 다음의 연구 과제로 남겨둔다. 또 한 가지 풀어야하는 과제는 전동기의 관성과 같은 제정수의 변동에 대한 민감도 해석이며 이 역시 다음 연구에서 진행하기로 한다.

본 연구는 2011년 인천대학교 자체연구지원사업의 지원으로 수행되었습니다.

References

- [1] H.Sugimoto et al., "Practical Aspects of Theory and Design of AC Servo System," (in Japanese) *Motor Electronics Publications*, 1990.
- [2] SangHoon Lee, "DC, AC, BLDC Motor Control(3rd)"(in Korean), *D.B.Info press*. 2012.
- [3] F. I. Ahmed et al., "P-I and I-P Controllers In A Closed Loop For DC Motor Drives," *PCC-Nagaoka*, pp. 613-619, 1977.
- [4] Umeno, T. and Hori, Y., "Advanced Motion Control Based on the Two Degrees of Freedom Servosystem," *IMC'90*, pp. 683-689, 1990.
- [5] Jul-Ki Seok and Dong-Choon Lee, "Speed Controller Design considering Current Controller Dynamics for Industry Servo Applications," *Journal of KIPE*, Vol. 7, No. 5, pp. 465-471, 2002.

- [6] Hong-Min Kim, Young-Bae Choo, and Dong-Hee Lee, "Design of the Modified PID Speed Controller to Reduce the Speed Ripple," *Journal of KIPE*, Vol. 17, No. 2, pp. 135-141, 2012.
- [7] Jin-Woo Jung, and Young-Sik Choi, "Robust Digital Speed Control Scheme of Permanent Magnet Synchronous Motor," *Journal of KIPE*, Vol. 16, No. 1, pp. 44-49, 2011.
- [8] Choi, H.H. et al., "Adaptive speed controller design for a permanent magnet synchronous motor," *Electric Power Applications, IEE*, Vol. 5, Issue. 5, pp. 457-464, 2011.
- [9] Zhou, J. and Wang, Y., "Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor," *Electric Power Applications, IEE*, Vol. 149, No. 2, pp. 165-172, 2002.
- [10] M. Tomizuka, "Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control," *Tran. on Journal of Dynamic System*, Vol. 109, pp. 65-68, 1987.



김준석(金峻奭)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1996년~현재 인천대 전기공학과 교수. 당 학회 학술위원.