

속도 리플 억제를 위한 수정된 PID 속도 제어기의 설계

김홍민¹, 추영배², 이동희[†]

Design of the Modified PID Speed Controller to Reduce the Speed Ripple

Hong-Min Kim¹, Young-Bae Choo², and Dong-Hee Lee[†]

Abstract - PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) has periodic torque ripple from the cogging torque and load conditions. This paper proposes the modified PID speed controller to reduce the speed ripple of the PMSM. The proposed modified PID controller uses a selective D(Differential) control term according to the speed error and the differential of the speed error. The proposed speed controller produces an additional torque reference such as torque compensator based on PI controller according to the speed error and the differential of the speed error, and it can reduce the vibration of the conventional D-control term with reduced speed ripple. Since the additional torque reference of the proposed speed controller is changed by the sign of the speed error and the differential of the speed error, a simple function to determine the sign of the error is used to produce the compensated torque. The proposed control scheme is verified by the computer simulation and the experiments.

Keywords : PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor), Modified PID control, speed ripple, Compensated torque

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고효율 특성과 높은 토크 및 우수한 제어성으로 인하여 산업용, 가정용 및 로봇 응용 분야에 널리 적용되고 있다^[1-8]. 특히, 최근에는 로봇 및 전기 자동차의 구동 장치로 그 활용도가 점점 확대되고 있다^[1-10]. PMSM은 전동기의 설계 특성상 영구자석이 고정자의 슬롯을 지나가는 부분에서 코깅(cogging) 현상에 의한 토크 리플이 존재하게 되며, 이러한 코깅 토크는 속도 리플을 발생하게 된다. 또한, 인가되는 기계적 부하에 의해서도 주기적인 속도리플을 발생하게 된다. 외란 부하에 따른 비규칙적인 토크 리플을 억제하기 위한 토크 관측기나 토크 보상기는 부하에 대한 응답성을 높이고, 빠르게 속도오차

를 수렴하게 하는 제어 방식으로 널리 적용되고 있다^[5-12]. 하지만, 코깅 토크에 의한 토크 리플은 전기적 주파수가 빠르고, 관측기에 의해 추정토크를 연산하는 경우 연산의 지연과 주기적인 리플로 인하여 그 오차를 보상하기가 매우 어렵다. 코깅 토크와 같은 주기적인 리플에 의한 속도오차를 보상하기 위해서 전동기의 토크 전류에 주기적인 코깅 토크를 보상하는 토크 성분을 추가하여 보상할 수 있으나, 이는 전동기의 파라미터를 정밀하게 추정해야하고, 회전자 위치에 따른 코깅 토크의 분석을 필요로 한다^[2-4].

PMSM의 속도 제어를 위한 다양한 제어기가 연구되었으나^{[1-3][5-8]}, 현재 산업용으로 가장 널리 사용되고 있는 제어 방식은 일반적인 PID(Proportional, Integral and Differential) 제어 방식이다. 이는 PID 제어기가 산업현장에서 가장 쉽게 접근이 가능하고, 간단한 제어 이득의 변환에 의해 요구되는 일정 수준의 속도 제어 성능을 구현할 수 있기 때문이다. 퍼지 제어나, H-∞ 방식과 같은 복잡한 속도 제어기로 PMSM의 제어 성능을 개선할 수 있으나, 이는 제어기의 구현이 비교적 복잡하고, 다양한 응용에서 동일한 제어 성능을 보장하기가 어려운 점이 있다^[5].

Paper number : TKPE-2012-17-2-7

ISSN : 1229-2214

[†] Corresponding Author : leedh@ks.ac.kr, Dept. of Mechatronics, Kyungshung University
Tel : +82-62-530-3410 Fax : +82-62-530-1749

¹ Dept. of Mechatronics, Kyungshung University

² Dept. of Electrical Engineering, Koje College

Manuscript received Nov. 14, 2011; accepted Jan. 6, 2012

PID 제어기에서 응용 분야의 특성상 높은 제어성을 구현하기 위한 토크 리플을 억제하기 위한 방법으로 퍼지와 결합된 PI 제어기 등이 연구되었다^{[5][9-10]}. 이러한 제어방식에도 불구하고, PMSM의 속도 제어 성능은 PID 제어기의 제어 이득에 의존적이다^{[5][8]}.

본 논문에서는 PMSM의 속도 리플을 억제하기 위한 수정된 PID 제어 방식을 제안한다. 제안하는 수정된 PID 속도 제어기는 Anti-windup이 적용된 기존의 PID 방식에서 적용하는 PI 제어기를 적용하고 있으나, 미분 제어항에서 제어항이 적용되는 것을 속도오차와 속도오차의 미분항의 상태에 따라 선택적으로 적용하는 방식이다. 기존의 미분 제어항은 부하의 변동에 따라 급격한 속도의 변동을 억제하는 특성이 있으나, 높은 제어 이득은 오히려 속도의 진동을 가중시키는 특성을 가지게 되므로 제어 이득의 선정이 매우 어렵고, 부하 상태에 따라 속도리플을 증가시킬 수도 있다.

제안된 방식에서는 미분 제어항이 적용되는 구간을 전동기의 속도오차와 속도오차의 미분항의 부호에 따라, 속도 리플이 감소되는 방향에서만 적용하게 된다. 즉, 속도오차와 속도오차의 미분항이 같은 부호인 경우에는 미분 제어항의 보상 토크가 PI 제어기에 인가되고, 서로 부호가 다른 경우에는 보상 토크를 영으로 하게 된다. 제안된 제어항의 보상토크가 속도제어기에 더해지는 상태는 상태 함수를 통하여 결정되며, 보상된 토크는 기존의 미분 제어와 같은 값으로 결정될 수 있다. 이때, 보상토크의 출력 결정은 매우 간단한 수식에 의해 결정되므로, 전동기 제원의 변경에 따른 고려나 별도의 센서를 필요하지 않는다.

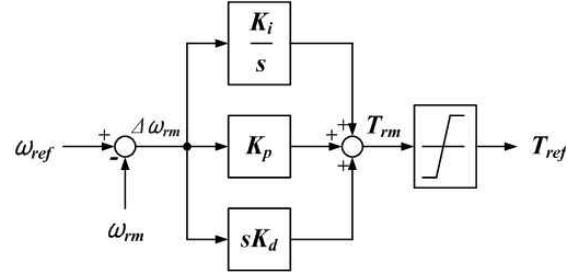
제안된 PID 속도제어기에 의한 PMSM의 속도리플 억제 특성은 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

2. PMSM의 속도제어기

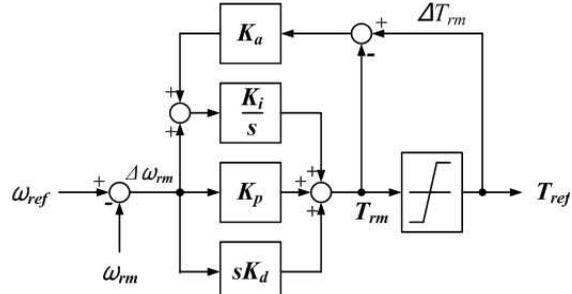
2.1 PID 속도제어기의 특성

그림 1은 일반적인 PID 속도 제어기의 블록도를 나타내고 있다. 그림 1(a)는 기본적인 PID 제어기의 블록도를 나타내고 있으며, 그림 1(b)는 적분 제어항의 누적오차를 억제하기 위한 Anti-windup 제어기를 가진 PID 제어기의 구조를 나타내고 있다.

그림 1(b)의 Anti-windup 제어기는 PID 제어기의 출력인 지령 토크가 전동기와 드라이브의 제한 토크값을 넘어서는 경우에 이를 제한하기 위해 발생하는 오차에 의해 누적되는 오차를 억제하는 역할을 수행한다. 그림 1의 속도 제어기에서 비례 제어항(P-control)은 속도오차에 비례하는 지령 토크를 발생하고, 적분 제어항(I-control)은 누적 오차에 비례하는 지령 토크를 발생시킨다. 한편, 미분 제어항(D-control)은 속도오차의 변화를 억제하는 지령 토크를 발생시키게 된다. 각 제어항의 제어이득인 K_p , K_i 및 K_d 가 적절하게 선정되면, 지령토크



(a) PID speed controller



(b) Anti-windup PID speed controller

Fig. 1 General PID speed controller

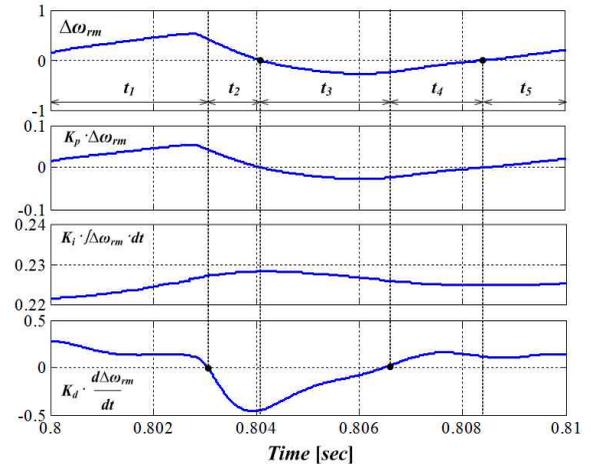


Fig. 2 Control terms of the PID controller according to the speed error

크 T_{ref} 는 속도오차를 수렴하게 된다.

그림 1의 PID 속도 제어기에서 지령 토크는 다음과 같이 결정 될 수 있다.

$$\Delta\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (1)$$

$$T_{rm} = K_p \cdot \Delta\omega + \frac{K_i}{s} \cdot (\Delta\omega + K_a \cdot \Delta T_{rm}) + sK_d \cdot \Delta\omega \quad (2)$$

$$\Delta T = T_{ref} - T \quad (3)$$

이때, ΔT 은 지령 토크와 전동기 또는 드라이브의 토크 제한에 의한 토크 오차를 나타내고 있다.

2.2 속도오차의 변동에 따른 제어항 출력

그림 2는 PID 제어기에서 속도오차 $\Delta\omega$ 에 따른 각 제어항의 출력의 상태를 나타내고 있다. 그림 2에서 비례 제어항은 속도오차와 동일한 형태로 속도오차를 보상하기 위한 출력을 나타내고 있으며, 적분 제어항은 누적 오차에 대한 제어 출력을 나타내고 있다. 미분 제어항은 속도오차의 변동을 억제하는 방향으로 제어 출력을 발생한다.

그림 2에서 구간 t_1 과 t_3 에서 속도오차와 동일한 방향으로 미분 제어항이 작용되고 있으므로, 이 미분 제어의 출력은 속도의 오차를 감소시키면서 속도의 변동을 억제하는 방향으로 작용하게 된다. 하지만, 구간 t_2 와 구간 t_4 에서 미분 제어항은 속도오차의 변동을 억제하도록 하지만, 실제 속도오차가 감소하는 방향에서 오히려 속도 오차를 증가시키는 방향으로 작용하게 된다. 따라서, 미분 제어이득이 높게 설정되는 응용에서 이 구간에서는 속도의 진동을 크게 하는 원인이 되며, 적절한 제어 이득의 선정이 어렵게 하게 된다.

전동기의 동적 방정식 해석에서 전동기의 토크에 대한 동특성은 다음과 같이 표현될 수 있다

$$T_m + \Delta T_m = J_m \cdot \frac{d\omega}{dt} + B_m \cdot \omega + T_L \quad (4)$$

이때, T_m 과 T_L 은 전동기의 발생토크 및 부하토크 [Nm]를 나타내며, ΔT_m 은 보상토크를 나타내고 있다. 또한, J_m 과 B_m 은 관성계수 및 마찰 계수를 나타낸다. ω 은 전동기의 속도[rad/sec]를 나타내고 있다.

식(4)에서 전동기의 마찰을 무시하면, 제어기에 의해 발생하는 전동기의 토크와 속도관계는 다음과 같다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_m} \cdot (T_m - T_L + \Delta T_m) \quad (5)$$

식(5)에서 보상토크 ΔT_m 은 미분 제어항에 의해 생성되는 경우, 속도오차를 빠르게 수렴하도록 하는 가속도 성분을 추가하여 속도오차를 빠르게 감소시키는 동작을 수행하게 된다. 하지만, 속도오차가 방향이 반전되어 있는 그림 2의 구간 t_2 및 t_4 구간의 경우에 잘못된 방향에 대한 보상토크 ΔT_m 은 오히려 속도오차를 증가시키게 되며, 이에 따른 속도 오차의 증가분은 전동기의 토크가 부하토크와 같다고 가정하면 다음과 같다.

$$\omega_{err} = \frac{1}{J_m} \cdot \int \Delta T_m \cdot dt \quad (6)$$

따라서, 속도오차의 부호와 반대 방향으로 인가되는 미분 제어항의 토크에 의한 속도오차는 미분 제어항의 크기와 전동기의 관성에 의해 오히려 증가하는 특성을 가지게 된다. 따라서, 미분제어항의 제어이득을 크게 선

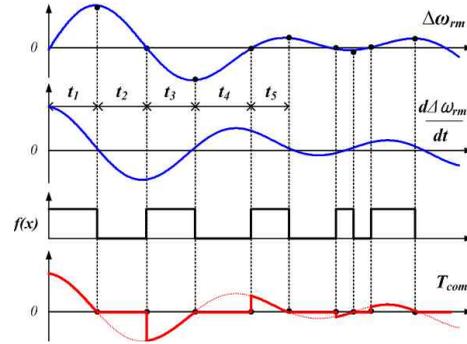


Fig. 3 Compensated torque according to the speed error

정하는 경우, 전동기의 속도가 진동하게 되므로, 적합한 제어이득의 선정이 매우 어렵게 된다.

3. 제안된 PID 제어기

3.1 속도오차에 따른 보상토크

제안된 PID 속도 제어기는 속도오차에 대한 별도의 복잡한 제어기의 구현 없이, 속도오차와 속도오차의 미분항의 상태에 따라 선택적으로 보상토크의 크기와 출력을 결정하는 방식으로 그 구현이 매우 간단하고, 실시간 보상이 가능하다. 제안된 방식은 그림 2의 PID 제어기의 제어 출력에서 미분 제어기의 제어항이 실제 제어기에 적용되는 상태를 검토하여 선택적으로 미분 제어항을 적용하는 방식이다.

그림 3은 제안된 PID 제어기에서 미분 제어항의 동작에 대한 원리를 설명하고 있다. 그림 3에서 $\Delta\omega$ 은 속도 오차를 나타내고 있으며, $\frac{d\Delta\omega}{dt}$ 는 속도오차의 미분항을 나타낸다. 일반적인 미분 제어항은 이 속도오차의 미분항에 미분 제어이득 K_d 를 곱하여 제어 출력을 결정하게 된다. 하지만, 제안된 방식에서는 구간 t_1 과 t_3 와 같이 속도오차와 속도오차의 미분항이 부호가 같은 구간에서 출력 상태함수 $f(x)$ 는 1로 되고, 구간 t_2 와 t_4 와 같이 속도오차와 속도오차의 미분항이 서로 부호가 다른 구간에서 출력 상태 함수 $f(x)$ 를 0으로 하는 출력 상태함수를 가지게 되고, 이 출력상태함수와 미분 제어항을 서로 곱하여 보상 토크 T_{com} 을 발생하게 된다. 즉, 보상토크 T_{com} 은 기존의 미분 제어항과 출력 상태함수 $f(x)$ 를 서로 곱한 형태로 나타나게 되며, 속도오차와 속도오차의 미분항의 부호에 따라 선택적으로 적용된다. 이때, 출력 상태 함수 $f(x)$ 는 속도오차와 속도오차의 미분항의 부호에 따라 다음과 같이 결정된다.

$$f(x) = 0 : \text{when } \left(\Delta\omega \times \frac{d\Delta\omega}{dt} \right) < 0 \quad (7)$$

$$f(x) = 1 : \text{when } \left(\Delta\omega \times \frac{d\Delta\omega}{dt} \right) > 0 \quad (8)$$

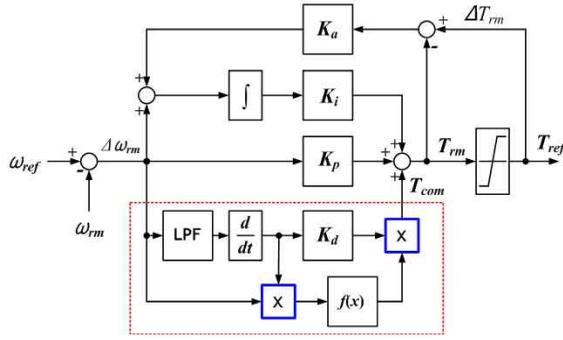


Fig. 4 Proposed PID speed controller

또한, 보상 토크 T_{com} 은 상태함수와 미분 제어항의 곱으로 다음과 같이 결정된다.

$$T_{com} = f(x) \cdot K_d \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} \quad (9)$$

즉, 제어기의 샘플링 구간 내에서, 속도오차의 미분항 $\frac{d\Delta\omega}{dt}$ 을 이용하여 보상토크 T_{com} 를 효율적으로 발생시킴으로써 토크의 리플을 억제할 수 있다.

3.2 보상된 제어기 출력

그림 4는 수정된 PID 속도 제어기의 블록도를 나타낸다. 제어 블록도에서 LPF는 저역통과필터(Low Pass Filter)를 나타내고 있으며, 속도오차의 고주파 노이즈 성분을 억제하기 위한 필터함수이며, 차단 주파수는 1000[Hz]로 설계되었다. 제안된 방식은 기존의 미분 제어항에 추가적인 상태 출력함수와 곱의 형태로 표현되어 있으며, 상태 출력함수는 속도오차와 속도오차의 미분항의 곱에 의해 0 또는 1로 결정된다.

제안된 제어 방식에서, 제어기의 출력은 속도오차에 따라 다음과 같이 결정된다.

$$T = K_p \cdot \Delta\omega + K_i \cdot \int (\Delta\omega + K_a \cdot \Delta T) \cdot dt + T_{com} \quad (10)$$

단, $\Delta T = T_{ref} - T$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 제어 방식의 검증을 위하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 실험에 적용된 전동기는 3상 400[W] PMSM으로, 3000[rpm]의 정격속도에 1.27[Nm]의 정격토크를 가지고 있다. 시뮬레이션에서는 코깅 토크 및 부하의 주기적인 토크 리플을 가정하기 위하여 전기적 주파수의 2차 및 6차 고조파에 대한 리플 토크가 있는 것으로 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

속도 제어기의 특성 비교를 위하여 동일한 제어 이득을 가진 상태에서 PI, PID 및 제안된 속도 제어 방식의

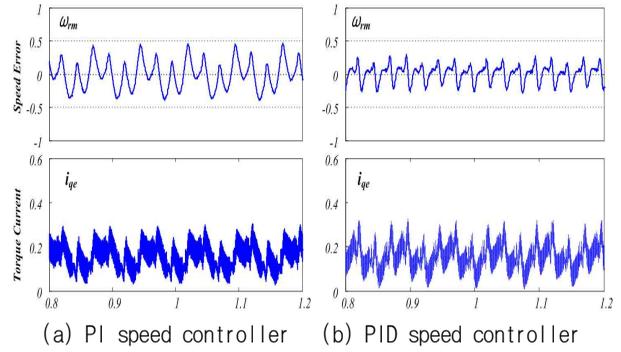


Fig. 5 Comparison of the simulation results

성능을 비교하였다. 그림 5는 지령 속도 100[rpm]에서 PI, PID 및 제안된 속도 제어 방식의 실제 속도와 속도 오차를 나타내고 있다.

그림 5의 시뮬레이션 결과에서 PI 제어기의 경우에는 토크 리플의 영향에 따라 비교적 높은 속도의 리플을 나타내고 있으며, PID 제어기는 이보다 조금 낮은 속도 리플을 나타내고 있다. 그림 5(c)에서 제안된 방식에서는 PID 제어기보다 우수한 제어 성능을 보이고 있다.

그림 6은 실험환경을 나타내고 있다. 실험을 위해서 TI(Texas Instruments)사의 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320F28335를 적용한 제어기를 구현하였으며, Mitsubishi사의 IPM(Intelligent Power Module)로 구성된 인버터를 설계하였다. 전동기의 전류는 ACS-712전류 센서와 14비트 외부 ADC를 통하여 검출하도록 설계하였고, 전동기의 회전자 위치는 17비트 통신형 엔코더를 통하여 검출하도록 설계하였다. 전류 제어 주기는 80[μs]로 설계 되었으며, 속도 제어 주기는 640[μs]로 설계 하였다.

전동기의 스위칭 방식은 공간벡터 변조방식(SVPWM, Space Vector Pulse Width Modulation) 방식을 적용하였으며, 프로그램 상으로 구현된 속도 제어 방식을 실험을 통하여 비교하였다. 실험에 적용된 속도 제어기는 정격속도를 10.0으로 정규화하여 설계되었으며, 속도 제어기의 이득은 비례제어 이득 4.0이며, 적분 제어이득은 37.5이고, 미분 제어이득은 8.0으로 설계되었다. 각 제어기의 특성을 비교하기 위하여 동일한 제어이득이 적용되었다.

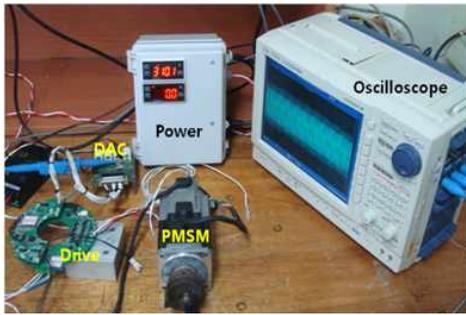
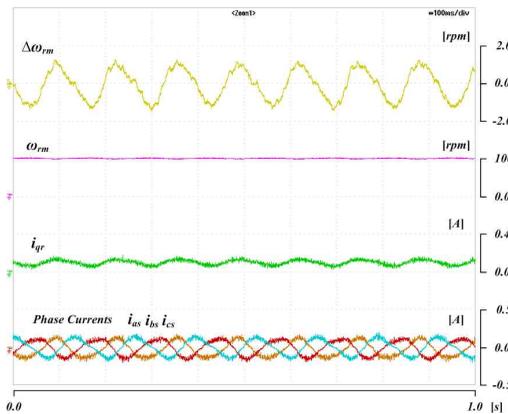
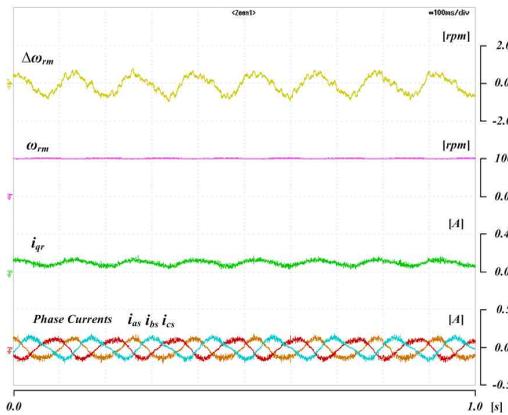


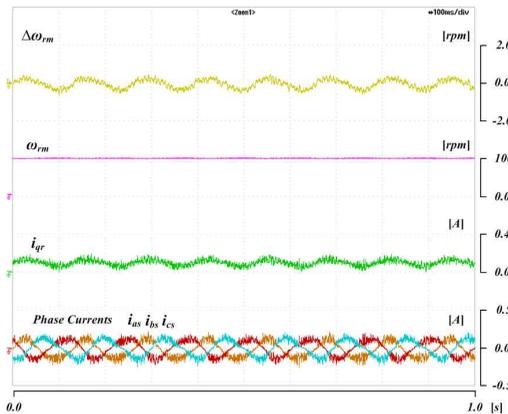
Fig. 6 Experimental configuration



(a) PI speed controller

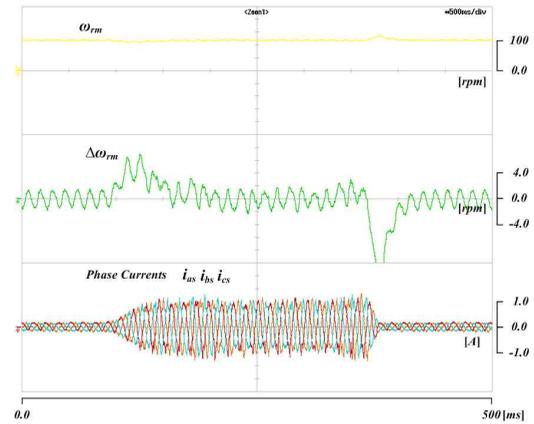


(b) PID speed controller

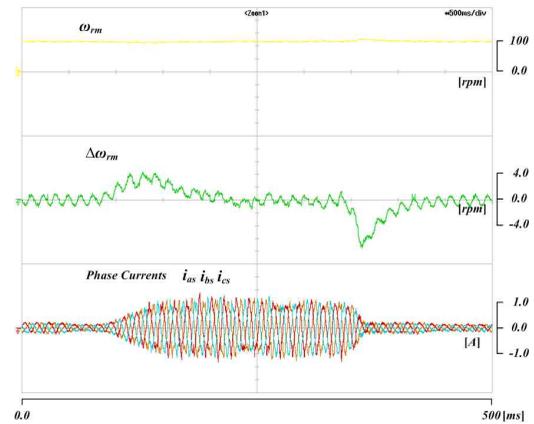


(c) Proposed speed controller

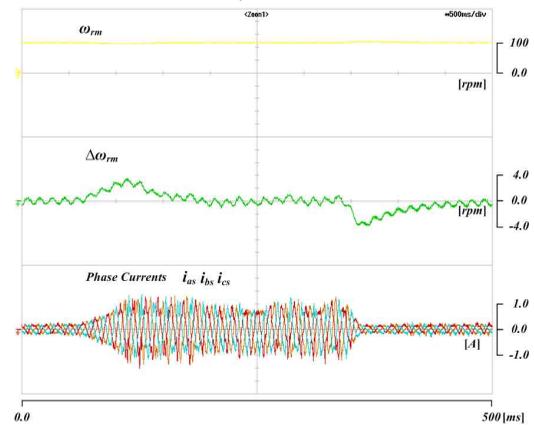
Fig. 7 Compared experimental results at 100[rpm]



(a) PI speed controller



(b) PID speed controller



(c) Proposed speed controller

Fig. 8 Compared experimental results at 100[rpm], 0.2[Nm]

그림 7과 그림 8은 100[rpm] 무부하 상태와 0.3[Nm] 부하 상태에서의 실험 결과를 나타내고 있다. 실험과정에선 속도오차, 속도오차의 미분항과 토크 전류(i_{qr}) 및 상전류 파형을 나타내고 있다. 그림 7(a)에서 PI 제어기의 경우 전동기의 비대칭 회전 관성체와 코깅 등에 의한 주기적인 속도 리플이 발생하고 있으며, 최대 속도오차는 ± 1.2 [rpm] 정도 발생하였다. 그림 7(b)에서 PID 제어기의 경우 속도오차는 ± 0.8 [rpm] 정도로 감소하였다. 그림 7(c)에서 제안된 방식의 경우에는 속도오차는 ± 0.4 [rpm]으로 감소하였으며, 토크 전류에서도 선택적인

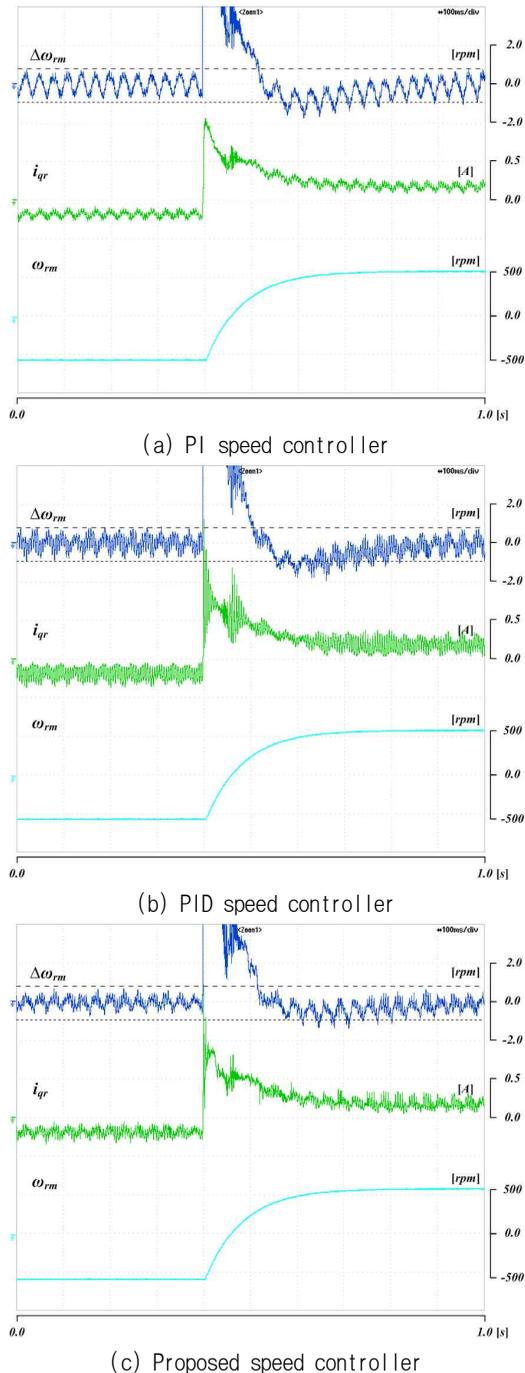


Fig. 9 Compared experimental results in speed variation -500 to 500[rpm]

보상 전류가 인가되고 있음을 보이고 있다.

그림 8은 운전속도 100[rpm]에서 0.3[Nm]의 부하가 인가되었을 때의 실험 결과를 보이고 있다. 그림 8에서 부하의 인가에 따른 실험결과에서도 제안된 방식이 안정적으로 속도의 오차를 감소시키며, PI 및 PID 제어기에 비하여 우수한 제어 특성을 보이고 있다.

그림 9는 -500 ~ 500[rpm]에서의 정역회전에 대한 실험결과를 나타낸다. 그림 9(b)에서 PID 제어기는 미분 제어이득의 크기에 따라 과도 응답성은 PI 제어기보다

다소 빠르지만, 속도 및 전류 제어 응답에 다소 높은 진동성분을 포함하게 된다. 그림 9(c)에서 제안된 PID 속도 제어기는 속도오차의 크기가 작으며 PI제어기와 거의 유사한 동특성 및 안정성을 보이고 있다.

5. 결론

본 논문에서는 PMSM의 속도리플 억제를 위한 기존의 PID 속도 제어기를 개선하는 수정된 PID 속도 제어기를 제안하였다. 제안된 PID 속도 제어기는 속도오차와 속도오차의 미분항의 상태에 따라 선택적으로 부호에 따라, 보상토크의 크기와 출력을 결정함으로써, 구조가 매우 간단하면서도 기존의 PID 제어 중 미분 제어가 가지고 있던 속도오차의 반대방향으로 급격하게 변화량이 증가하는 문제를 해결 할 수 있었다. 보상토크의 출력은 속도오차와 속도오차의 미분항의 부호에 의해 결정되는 출력상태 함수와 미분 제어항의 곱의 형태로 간단히 결정되며, 간단한 구현으로 개선된 속도 제어 특성을 구현 할 수 있다.

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

참고 문헌

- [1] Y. Zhang, J. Zhu, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, pp. 235-248, 2011, January.
- [2] Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu, Y. Guo, "A Simple Method to Reduce Torque Ripple in Direct Torque-Controlled Permanent-Magnet Synchronous Motor by Using Vectors With Variable Amplitude and Angle", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, pp. 2848-2859, 2011, July.
- [3] Y. Zhang, J. Zhu, "A Novel Duty Cycle Control Strategy to Reduce Both Torque and Flux Ripples for DTC of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives With Switching Frequency Reduction", *IEEE Tans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 10, pp. 3055-3067, 2011.
- [4] K. Basu, J. Prasad, G. Naratanan, "Minimization of Torque Ripple in PWM AC Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, pp. 553-558, 2009, February.
- [5] A. V. Sant, K. R. Rajagopal, "PM Synchronous Motor Speed Control Using Hybrid Fuzzy-PI With Novel Switching Functions", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 45, No. 10, pp. 4672-4675, 2009.
- [6] Philip B. Beccue, Steven D. Pekarek, Bradley J. Deken, Andreas C. Koenig, "Compensation for Asymmetries and Misalignment in a Hall-Effect Position Observer Used in PMSM Torque-Ripple Control", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 43, pp. 560-570, 2007, March./April.

- [7] Weizhe Qian, S. K. Panda, J. X. Xu, "Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 20, pp. 53-61, 2005, March.
- [8] Fayez F. M. El-Sousy, "Robust Adaptive Wavelet-Neural-Network Sliding-Mode Speed Control for a DSP-Based PMSM Drive System", *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 505-517, 2010.
- [9] D. H. Lee, "A Vibration Rejection of Linear Feeder System with PMSM using Adaptive Notch Filter", *Trans. on KIEE*, Vol. 11, No. 3, pp. 274-283, 2006.
- [10] D. H. Lee, C. Choi, C. U. Kim, "A Nonlinear Friction Torque Compensation of Servo Sytem with Double Speed Controller", *Trans. on KIEE*, Vol. 9, No. 6, pp. 612-619, 2004.
- [11] A. Tripathi, A. M. Khambadkone, S. K. Panda, "Torque ripple analysis and dynamic performance of a space vector modulation based control method for AC-drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, pp. 485-492, 2005, March.
- [12] M. N. Uddin, "An Adaptive-Filter-Based Torque-Ripple Minimization of a Fuzzy-Logic Controller for Speed Control of IPM Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 47, pp. 350-358, 2011, January./February.



김홍민(金洪珉)

1986년 4월 8일생. 2011년 경성대 공대 메카트로닉스공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.



추영배(秋榮培)

1955년 6월 23일생. 1982년 부산대 공대 전기기계공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 (주)효성중공업 근무. 1986년~1991년 한국전기연구원. 1994년~현재 거제대학 선박전기과 교수.



이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2005년 OTIS-LG 선임연구원. 2005년~현재 경성대 메카트로닉스 공학과 부교수. 당 학회 편집위원. 2012년~현재 University of Wisconsin 방문교수