

전류추정기에 의한 브러시리스 직류전동기의 상태변수 제어환제어기 설계

Design of a State Feedback Controller with a Current Estimator in Brushless DC Motors

오 태 석, 신 윤 수, 김 일 환*
(Tae-Seok Oh, Yun-Su Shin, and Il Hwan Kim)

Abstract : This paper presents a new method on controller design of brushless dc motors. In such drives the current ripples are generated by motor inductance in stator windings and the back EMF. To suppress the current ripples the current controller is generally used. To minimize the size and the cost of the drives it is desirable to control motors without the current controller and the current sensing circuits. To estimate the motor current it is modeled by a neural network that is configured as an output-error dynamic system. The identified model is essentially a one step ahead prediction structure in which past inputs and outputs are used to calculate the current output. Using the model, a state feedback controller to compensate the effects of disturbance has been designed. The controller is implemented by a 16-bit microprocessor and the effectiveness of the proposed control method is verified through experiments.

Keywords : BLDC motor, current ripple, neural network, state feedback controller

I 서론

최근, 로봇산업의 발달로 정밀, 소형 전동기의 사용이 증가하고 있다. 특히, 이동로봇이나 다각보행 로봇의 경우 수십 개의 모터를 사용하고 있기 때문에 모터와 드라이버의 소형화가 더욱 중요하게 되었다. BLDC 전동기의 경우 DC 전동기에 비해 부피 대 출력이 크기 때문에 소형화가 유리하다. 또한 DC 전동기와 달리 브러시의 마모로 인한 수리가 필요 없기 때문에 유지 보수 면에서 유리한 장점이 있다. 반면, 모터 드라이버의 측에서 보면 DC 전동기보다 제어하기가 다소 복잡하며 부품의 수도 많기 때문에 부피가 약간 커지게 된다. 일반적으로 BLDC 전동기는 역기전력 파형이 사다리꼴(trapezoidal)인 경우와 정현파(sinusoidal)인 경우가 있으며, 사다리꼴 형태인 경우에는 회전자 위치에 동기하여 고정자 권선에 구형파 전류를 흘려주면 맥동 없는 토크를 발생시킬 수가 있어 정현파 형태의 경우보다 제어가 간단하여 소형화할 수 있는 장점이 있다. 그러나 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 흘려줄 수 없으므로 상전류가 전환되는(commutation) 구간에서 상전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생되어 지능로봇과 같이 고성능을 필요로 하는데 사용하기에는 제약이 있다.

최근까지 이러한 상전류 전환에 따른 전류맥동을 감소시키기 위한 많은 연구가 있어 왔다[1-5].

김태성 등은 이상적인 전류를 흘려주기 위하여 프리에시리즈 계수를 이용하여 전류 고조파를 계산하고, 이 고조파 성분을 정지 좌표계상의 값으로 환산한 후 전류제어를 통하여 공간 전압벡터 PWM 방식으로 구현하여 구형파에 근접한 상전류를 발생시켜 토크맥동을 줄이는 방법을 제안하였다[1]. 고조파 계산을 위해 look-up 테이블과 전류제어를 위해 DSP를 사용하였다. 권경준 등은 브러시리스 직류전동기에서 상전류 전환시 전환하는 전류의 변화율을 같게 하기 위한 전압을 중성점 전압과 전환하는 상들의 역기전력을 고려하여 보상전압을 계산하고 전류제어기 출력에 인가하여 토크맥동을 최소화하는 방식을 제안하였다[2]. 그러나 이러한 방식을 구현하기 위해서는 고속의 DSP가 필요하고, 특히 고속에서는 전환시간이 짧기 때문에 전류제어기로서 충분한 보상이 어렵다. Berendsen은 브러시리스 직류전동기의 상전류를 바이폴라(bipolar) PWM 방식으로 제어할 때 전류구간에서 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 전류제어기에 전향 보상하여 전류에 의한 토크맥동을 저감시키는 방법을 제안하였다[3]. 그러나, 바이폴라 PWM 방식은 전류제어시에 응답성이 우수하나 스위칭 손실과 전류리플이 유니폴라(unipolar) 방식보다 큰 단점이 있다. 위의 대부분의 연구들에서 토크 맥동 저감 방법의 구현을 위해서는 전류검출기와 전류제어기가 필수적으로 필요하다. 이를 위해서는 증폭기와 필터 등의 회로가 부가적으로 필요하다. 사다리꼴 역기전력을 갖는 BLDC 전동기 제어의 장점은 제어방법이 간단하고 구동회로를 간단히 할 수 있는 것이다. 하지만 토크 맥동 최소화를 위하여 복잡한 회로와 제어 방법을 사용한다면 정현파 역기전력을 갖는 BLDC 전동기를 사용하는 것이 나올 수가 있다.

고로 본 논문에서는 사다리꼴 역기전력을 갖는 BLDC 모

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 5. 29., 채택확정 : 2007. 3. 29.

오태석, 신윤수 : 강원대학교 전자통신공학과

(ots@cclab.kangwon.ac.kr/bw1709@hanmail.net)

김일환 : 강원대학교 전기전자공학부(ihkim@kangwon.ac.kr)

※ 본 논문은 강원대학교 BK21사업 및 정보통신연구소에서 지원하여 연구하였음.

터 드라이버의 소형화와 저가격화를 위해 전류 검출기 대신 뉴럴네트워크 모델[6-8]을 이용하여 전류를 추정하고 추정된 전류를 이용한 상태변수 궤환 제어를 설계하는 방법을 제안한다. 제안된 제어기는 마이크로프로세서를 이용하여 구현하였고 부하변동에 대한 성능 비교를 위하여 비례적분 제어기의 성능과 비교를 하여 그 효용성을 확인함으로써, 지능로봇과 같은 고성능 위치 제어와 속도제어에 적용할 수 있음을 보이고자 한다.

II. 본론

1. BLDC 모터의 속도제어기 설계

1.1 BLDC 모터의 속도제어기 구조

그림 1에 BLDC 모터의 일반적인 속도제어시스템을 나타낸다. 속도제어루프와 전류제어루프가 직렬로 연결되어 동작하는 방식으로 구성되어 있으며, 전류제어루프는 속도제어루프에 비하여 5-10배 정도의 빠른 주파수로 동작하여 실제 전류가 속도제어기의 전류지령을 잘 추종할 수 있도록 한다.

여기서 모터 드라이버의 소형화와 저가격화를 위하여 전류검출기와 전류제어기를 갖지 않는 속도제어기만으로 구성된 제어기를 설계하도록 한다. 이렇게 설계하기 위해서는 속도제어기 출력에 대하여 선형적인 전류를 출력할 수 있도록 PWM 인버터를 제어할 필요가 있다.

1.2 전류추정모델의 설계

전류맥동 보상시 전환시간의 예측을 위해 전환시작 시점의 상전류를 아는 것이 매우 중요하다. 그러나 본 논문에서 제안하고자 하는 제어기는 전류를 측정하지 않으므로 매우 효과적인 전류 추정기가 필요하게 된다. 이러한 전류 추정기는 선형 방정식으로 모델을 구성할 수도 있고, 뉴럴네트워크로 전류모델을 구성할 수도 있다. 선형방정식으로 구하여진 모델은 일반적으로 실제 시스템에 산재되어있는 비선형 성분들을 모델내에 포함시킬 수 없으므로, 뉴럴네트워크 모델의 경우 안정적이면서 매우 정확한 비선형 모델을 비교적 간단한 구조로 구성할 수 있다[6-8].

구하고자 하는 전류모델은 인덕턴스에 의한 에너지 저장장치를 가지는 dynamic system이므로, 이를 효과적으로 모델링하기 위하여 되먹임을 갖는 구조를 선택하였다. 그러나 실제 전류의 측정값을 되먹임할 수 없으므로, 추정값을 되먹임하는 NNOE(Neural Network Output Error model) 구조를 이용하였다. 그림 2에 NNOE 모델의 구조를 나타내었다. (1)

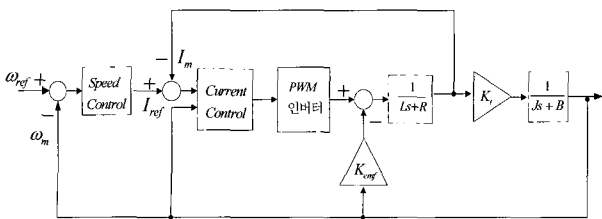


그림 1. 전형적인 BLDC 모터의 속도제어 시스템의 구성도.
Fig. 1. Block diagram of a conventional velocity controller of BLDC motors.

은 NNOE 모델의 수학적 표현식이다.

$$\hat{y}[k] = \hat{g}[y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-n_k), \dots, u(k-n_b-n_k+1)], \tag{1}$$

여기서, $\hat{y}[k]$ 는 한 스텝 앞선 모델의 예측 출력이다. n_a , n_b 는 시스템의 차수, n_k 는 지연(delay)이다. 따라서 과거의 출력과 과거의 입력은 현재의 출력에 영향을 미친다는 것을 의미한다.

NNOE 네트워크의 regression vector는 (2)와 같다.

$$\phi(k) = [\hat{y}(k-1), \dots, \hat{y}(k-n_a), u(k-n_k), \dots, u(k-n_b-n_k+1)]^T \tag{2}$$

$\hat{y}(k)$ 는 예측된 출력이 지연된 형태이고 $u[\cdot]$ 는 시스템 입력이 지연된 것이다. 이 네트워크의 predictor는 (3)과 같다.

$$y(k, \theta) = g(\phi(k), \theta) \tag{3}$$

θ 는 weights를 포함하는 벡터이고 g 는 뉴럴네트워크에 의해서 실행되는 함수이다.

네트워크의 학습은 다음의 평가함수(J), 즉 (4)가 최소화 되도록 학습된다.

$$J = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^N [y(k) - \hat{y}(k)]^T [y(k) - \hat{y}(k)] \tag{4}$$

여기서 $y(k)$ 는 시스템의 출력, $\hat{y}(k)$ 는 뉴럴네트워크의 출력이다. 따라서 오차가 최소화 되도록 학습된다.

시스템에서 전동기의 출력전류를 조절하는 것은 제어기의 출력과 역기전력이다. 그러므로 모델의 입력으로는 제어기의 출력값과 역기전력값이 이용될 수 있다. 그림 3에 뉴럴네트워크 전류모델(\hat{g})의 세부구조를 나타내었다. 구현된 모델은 1개의 은닉층에 Hyperbolic tangent 함수로 이루어진 4개의 뉴런으로 구성되었으며, 출력층은 saturated linear 함수를 갖는 하나의 뉴런으로 구성되었다

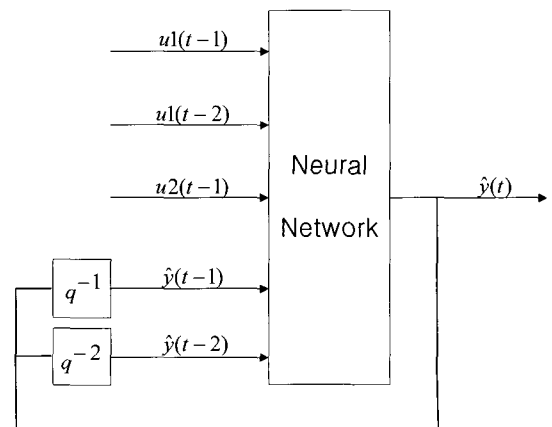


그림 2. NNOE 모델의 구조.
Fig. 2. The architecture of NNOE model.

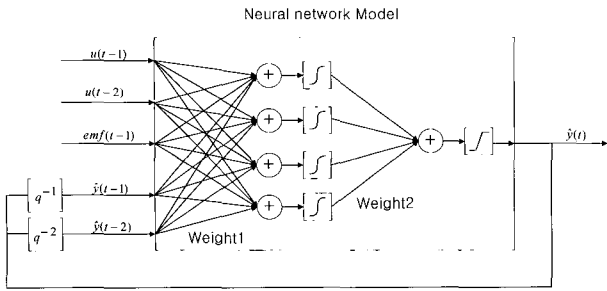


그림 3. 제안된 전류모델의 세부구조.
Fig. 3. The architecture for the current model.

1.3 학습데이터의 구성

전류모델의 학습데이터는 비례적분(PI) 속도제어기 출력을 이용하였다. 뉴럴네트워크 모델은 기본적으로 학습된 범위 안에서만 동작하기 때문에 학습데이터는 시스템의 동작영역을 최대한 포함하고 있어야 한다. 그러므로 학습데이터에는 스텝지령에 대한 응답과 외란에 대한 응답, 불규칙하게 연속되는 지령에 대한 입출력 데이터가 포함되었다. 그림 4에서 시작부터 10초까지의 구간이 스텝속도지령에 대한 응답, 10초에서 25초사이의 구간은 외란에 대한 응답, 25초에서 48초까지의 구간은 불규칙하게 변하는 속도지령에 대한 응답구간이다.

1.4 학습방법 및 결과

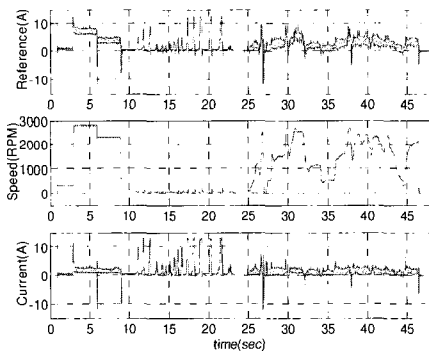


그림 4. 뉴럴네트워크 전류모델의 학습데이터 구성.
Fig. 4. A training data - current input and output.

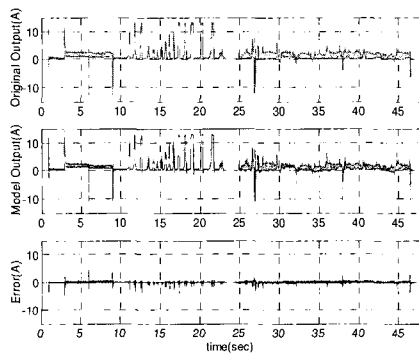


그림 5. 학습 데이터와 NN 모델의 출력 비교.
Fig. 5. The comparison of the training data and output of NN model.

뉴럴네트워크의 학습방법으로는 학습능력이 가장 좋다고 알려진 LM(Levenberg Marquadt) 방법을 사용하였다. 그림 5에 학습이 완료된 모델의 출력과 학습에 사용된 출력 데이터를 보였다. 모델의 학습 정도를 보다 자세하게 나타내기 위해. 그림 6에 그림 5의 데이터를 자세하게 나타내었다. 그림 7은 모델 출력과 실제 시스템 출력의 오차값에 대한 분포를 히스토그램으로 표시하였다. 대부분의 오차값이 $\pm 0.5A$ 안에 존재함을 알 수 있다.

1.5 학습된 전류모델의 검증

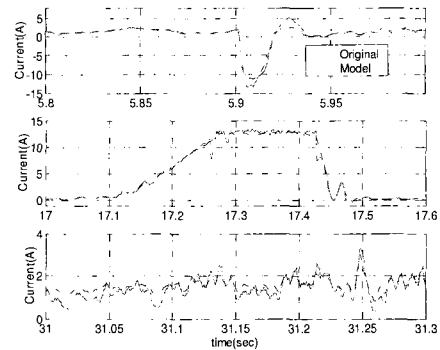


그림 6. 학습 데이터와 NN 모델의 출력 비교(확대).
Fig. 6. The comparison of training data and output of NN model(Enlarged).

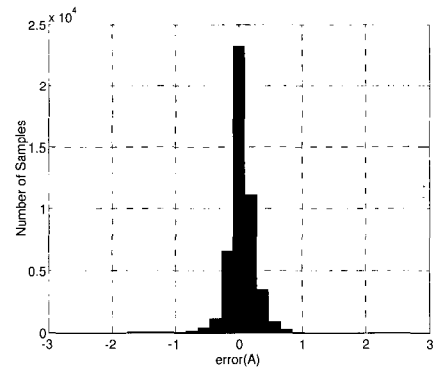


그림 7. 학습에 이용된 데이터에 대한 예측오차 히스토그램.
Fig. 7. The histogram of prediction error (Input-output data used for training).

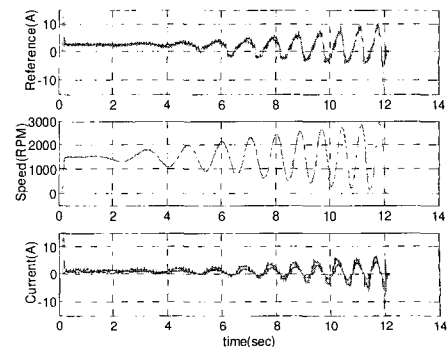


그림 8. 전류모델의 검증을 위한 실제 시스템의 입출력 데이터.
Fig. 8. The Input-output data of real system for validation.

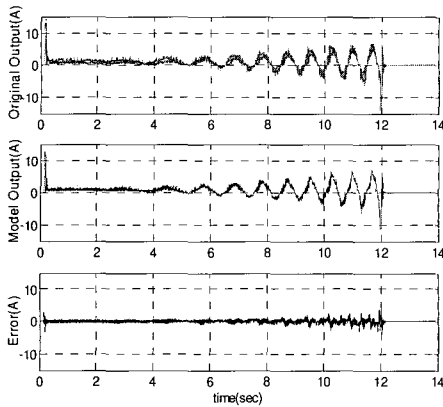


그림 9. 학습에 이용되지 않은 데이터에 대한 실제 시스템의 출력과 학습된 전류 모델의 출력 비교.
 Fig. 9. The output of real system and trained current model(data not employed during network training).

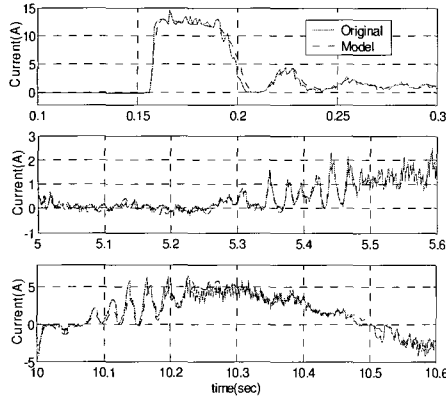


그림 10. 학습에 이용되지 않은 데이터에 대한 실제 시스템의 출력과 학습된 전류 모델의 출력 비교(확대).
 Fig. 10. Comparison of the outputs of real system and the trained current model(Enlarged).

학습이 완료된 모델은 학습에 이용되지 않은 입력에 대한 모델의 출력을 실제 시스템의 출력과 비교함으로써 적합성을 검증할 수 있다. 그림 8은 chirp 속도지령에 대한 실제 시스템의 입력 데이터를 이용하여 모델의 적합성을 분석하였다. 그림 8에서 보인 실제 시스템의 입력 데이터에 대한 전류모델의 출력과 실제 시스템의 출력을 그림 9에 나타내었다.

학습되지 않은 입력에 대한 모델의 출력과 실제 시스템의 출력을 자세하게 나타내기 위하여 구간별 확대한 출력 데이터를 그림 10에 나타내었다. 모델의 출력과 실제 시스템의 출력이 학습되지 않은 입력에 대해서도 매우 유사하게 나타남을 알 수 있다.

그림 11에 모델 출력과 실제 시스템의 출력의 오차값에 대한 분포를 히스토그램으로 표시하였다. 대부분의 오차값이 $\pm 1A$ 안에 존재함을 알 수 있다. 이것은 학습된 데이터에 대한 모델의 출력을 분석했을 때의 그림 7과 비교하여 약간의 차이만이 있음을 알 수 있다.

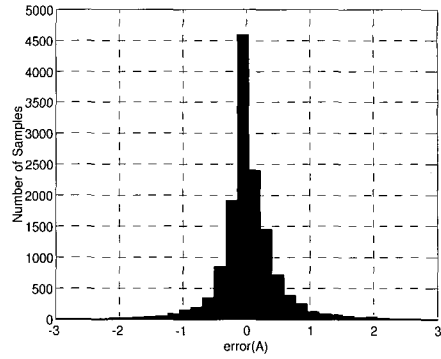


그림 11. 학습에 이용되지 않은 입력 데이터에 대한 예측 오차의 히스토그램.
 Fig. 11. The histogram of prediction error.(data not employed during network training).

1.6 상태변수 궤환 제어기의 설계

전환구간 전류맥동 보상을 위하여 구현된 뉴럴네트워크 전류모델을 이용하여 속도제어기의 성능을 향상시키고자 상태변수 궤환제어기를 그림 12와 같이 구성하였다. 상태변수 궤환제어기에서의 전류상태값이 전류모델에 의한 전류추정치라 하더라도 그 추정값이 매우 정확하다면 제어기의 성능을 높일 수 있음을 기대할 수 있다.

다각보행로봇과 같은 경우 로봇의 자세에 따라 그 부하 특성이 많이 변하므로 부하의 변동에 대한 제어특성의 변화가 작을수록 좋다.

그림 13에 보이는 상태변수 궤환제어기의 이득은 각각 다음과 같은 특성을 갖는다. 우선 $KG1$ 은 적분기의 입력크기를 결정하는 요소로서 이 값이 증가하면 같은 크기의 오차값에 대한 적분량이 커지므로 외란에 대한 반응속도가 빨라지나 스텝속도지령에 대한 오버슈트를을 증가시킨다.

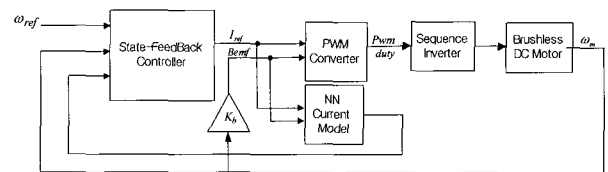


그림 12. NN 전류모델의 전류추정치를 이용한 속도제어기.
 Fig. 12. Block diagram of velocity controller using NN current model.

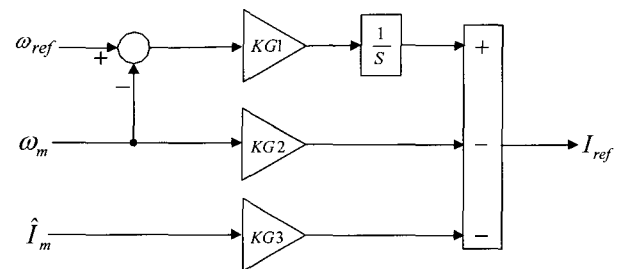


그림 13. 상태변수 궤환 제어기의 구조.
 Fig. 13. Block diagram of state feedback control system.

이득 KG2는 스텝속도지령에 대하여 수렴속도가 빨라지게 하는 역할을 하나, 이득의 증가에 따라서 소음과 진동이 커지고 시스템의 안정도가 감소하는 부담이 따른다. 이득 KG3은 시스템의 안정도 증가를 기대할 수 있으나, 전류값의 크기에 비례하여 시스템 출력을 더 크게 줄이므로 외란에 대한 응답성능을 저하시킨다. 이러한 시스템에서 제어기의 이득은 시스템 모델을 구하여 LQR(Linear Quadratic Regulator) 문제로 구할 수도 있으나, 외란과 부하변동과 같은 문제에 대한 이득의 최적화를 보장할 수 없으므로 본 논문에서는 분석된 특성들을 근거로 하여 각각의 이득을 매뉴얼 튜닝하였다.

2. 실험 시스템 구성

실험 시스템은 미쓰비시 16bit 마이크로 컨트롤러(16C80), CPLD(Complex Programmable Logic Device), 인버터, BLDC 모터 등으로 구성된다. 모터는 3상 브러시리스 직류 전동기로서 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

마이크로프로세서가 홀센서의 상승 또는 하강신호의 인터럽트에 의한 전환시작 시점을 인식하면 미리 계산된 보상 PWM 듀티와 전환시점을 알려주는 신호를 출력한다.

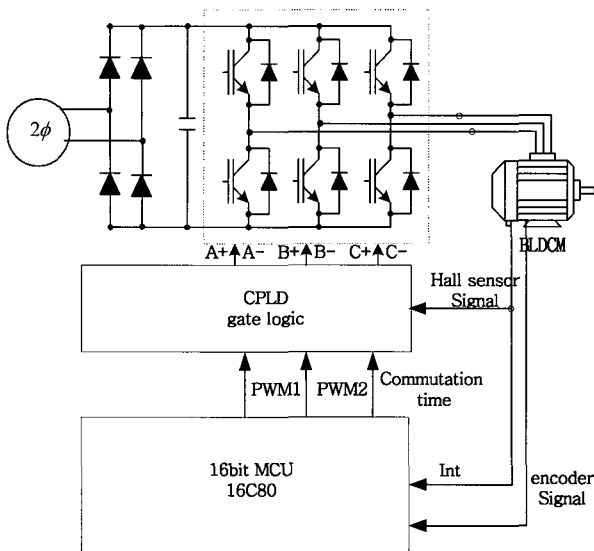


그림 14. 실험 시스템 구성.

Fig. 14. Experiment system.

표 1. BLDC 전동기의 파라미터.

Table 1. Parameter of BLDC motor.

정격출력	W	550[W]
정격전압	V	170[V]
정격전류	A	3.2[A]
관성	J	0.001323[kg · m ²]
극수	P	4
저항	R	2.47[Ω]
인덕턴스	L	21.8[mH]
토크상수	Kt	0.573[Nm]
역기전력상수	Ke	0.037[V/rpm]

3. 실험 결과

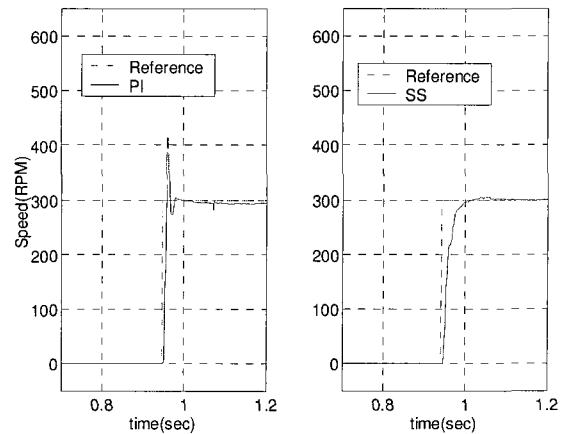


그림 15. 비례적분제어기와 제안한 제어기의 성능비교(스텝지령 상승시 : 무부하).

Fig. 15. Comparison of proposed controller and PI controller(step reference rising : noload).

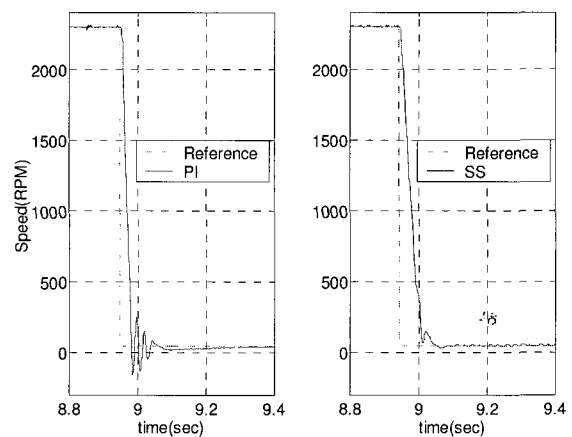
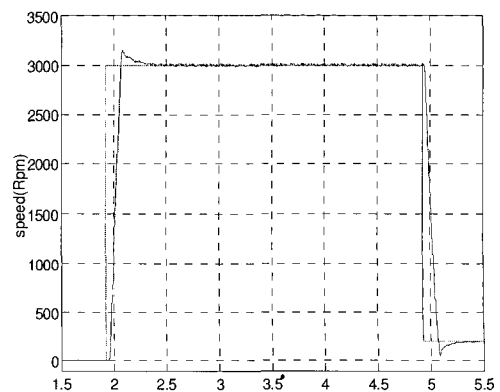
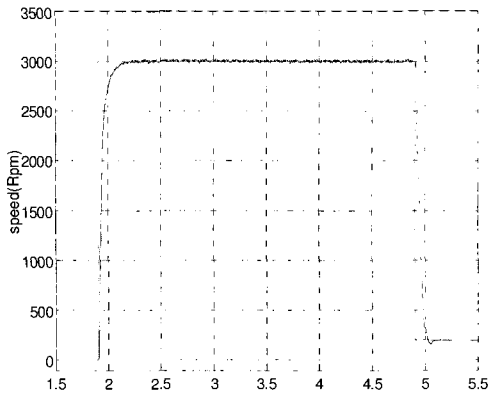


그림 16. 비례적분제어기와 제안한 제어기의 성능비교(스텝지령 하강시 : 무부하).

Fig. 16. Comparison of proposed controller and PI controller(step reference falling : noload).



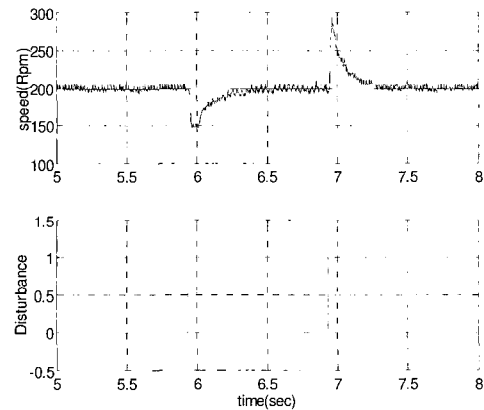
(a) 비례적분제어기 출력



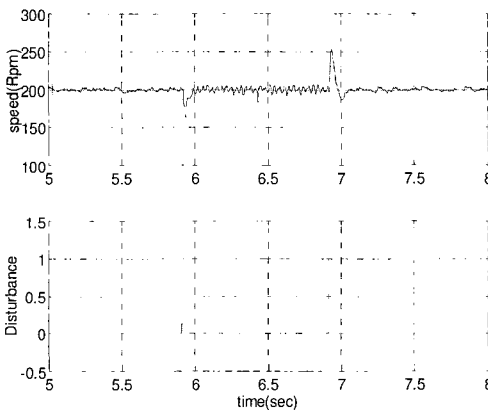
(b) 제안한 제어기 출력

그림 17. 비례적분제어기와 제안한 제어기의 성능비교(스텝지령 : 정격부하).

Fig. 17. Comparison of proposed controller and PI controller(step response : rated load).



(a) 비례적분제어기 출력



(b) 제안한 제어기 출력

그림 18. 비례적분제어기와 제안한 제어기의 성능비교(외란).

Fig. 18. Comparison of proposed controller and PI controller(external disturbance).

본 논문에서 제안한 전류추정기를 이용한 상태변수 궤환 제어기의 성능을 알아보기 위하여, 일반적으로 널리 사용되

는 PI 속도제어기와 비교실험을 하였다. 각각의 제어기의 이득은 무부하 상태에서 가장 좋은 응답을 갖도록 튜닝되었다. 그림 15에는 무부하 상태에서 스텝속도 지령에 대한 제어기의 응답을 보였고, 그림 16은 고속에서 저속으로의 감속지령에 대한 속도출력을 보였다. 그림 17은 정격부하 상태에서 스텝지령에 대한 속도제어 성능을 보였다. 그림 18은 외부외란 입력에 대한 속도출력을 보였다.

이상의 그림에서 보이는 바와 같이 PI 속도제어기는 부하의 관성이 작은 경우에 제어 이득을 크게 하지 못하므로 제어성능이 많이 떨어짐을 볼 수 있다. 그러나 상태궤환 속도제어기는 추정된 전류 상태값이 제어기의 안정도를 높여 제어이득이 충분히 큰 상태에서 속도제어가 가능하게 함으로써 제어성능을 높일 수 있다. 고로, 부하변동의 영향에 대하여 제안한 상태궤환 제어기는 PI제어기의 경우보다 훨씬 더 안정적일 수 있음을 알 수 있다.

III. 결론

사다리꼴 형태의 역기전력을 가지는 브리시리스 직류전동기의 전류맥동을 최소화하기 위하여 기존의 많은 연구에서는 전류 검출기와 전류제어기를 사용하고 있지만, 본 논문에서는 모터 드라이버의 소형화와 저가격화를 위하여 전류제어기를 갖지 않는 속도제어기만으로 구성된 제어기를 제안하였다. 이를 위해서 속도제어기 출력에 대하여 선형적인 전류를 출력할 수 있도록 뉴턴네트워크에 의해 추정된 전류를 궤환하는 상태궤환 제어기를 구성하여 부하 변동에 강인한 제어기를 설계하였다. 본 논문에서는 제안한 방법을 16비트 마이크로프로세서를 이용하여 구현하고 그 효용성을 확인함으로써 저가격화와 소형화가 가능함을 보였고, 지능로봇과 같은 고성능 위치 제어와 속도제어에 적용할 수 있음을 보였다.

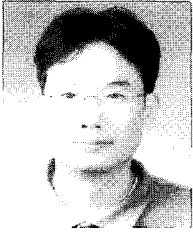
참고문헌

- [1] T. S. Kim, S. C. Ahn, and D. S. Hyun, "A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors," *IECON '01. The 27th Annual Conf of the IEEE*, vol. 2, pp. 1521-1526, 2001.
- [2] 권경준, 김상훈, "Brushless DC Motor에서 토크리플 저감을 위한 전환 구간에서의 전류제어 기법," *전력전자학회지*, 제 9 권, 제 3 호, pp. 195-202, 2004.
- [3] C. Berendsen and G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation strategies for brushless DC motor; influence on instant torque," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 231-236, 1993.
- [4] J. H. Song and I. Choy, "Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor," *IEEE Trans. of Power Electronics* vol. 19, pp. 312-319, March, 2004.
- [5] K. W. Lee, et. al, "Current control algorithm to reduce torque ripple in brushless DC motors," *전력전자학회: 학술대회지, Proc. ICPE 98*, pp. 380-385, 1998.
- [6] M. Norgaard, O. Ravn, N. K Poulsen, L. K. Hansen,

Neural Networks for Modeling and Control of Dynamic Systems, Springer, 2001.

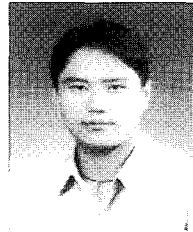
[7] I. H. Kim, et. al, "Neural network-based system identification and controller synthesis for an industrial

sewing machine," *IJCAS*, vol. 2, no. 1, pp. 83-91, 2004.
[8] M. Norgaard, "Neural network based system identification toolbox version 2.0," Toolbox for Matlab.



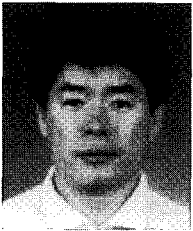
오 태 석

1998년 강원대 제어계측공학과 졸업. 2001년 동 대학원 석사. 2005년 동 대학 박사. 2006년~현재 강원대학교 BK21 U-Home 통신 인터페이스 사업 팀 박사후연구원. 관심분야는 제어시스템, 지능제어, 모터드라이브.



신 윤 수

2007년 강원대 전자통신공학과 졸업. 2007년~현재 동대학원 석사과정 중. 관심분야는 마이크로프로세서, 모터 드라이브, 자동제어.



김 일 환

1982년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1988년 동 대학원 석사. 1993년 일본 토호쿠대학 공학박사. 1995년~현재 강원대 전기전자공학부 교수. 관심분야는 제어, 메카트로닉스 및 휴먼 인터페이스.