

DC 모터의 센서리스 속도제어 및 그 응용에 관한 연구

김 창 세* · 하 윤 수**

A Study on the Sensorless Speed Control and Its Application of DC Motor

C. S. Kim · Y. S. Ha

Key words : Sensorless Speed Control(센서리스속도제어), Armature Voltage Control(전기자 전압 제어), Armature Current(전기자 전류), Pulse Width Modulation(펄스폭 변조), Wheeled Mobile Robot(차륜형 이동로봇)

Abstract

DC motors are widely used in many industrial fields as the actuator of the robot and the driving power motors of the electrical vehicle. Usually in the sensors of DC motors, such as the encoder, the tachogenerator, and the potentiometer etc. are applied. But, usage of these sensors results in the increased price and operating cost such that the application of the motors are limited. To solve this problem, another method to construct low cost control system is investigated. In this paper, a new speed control method for DC motor is proposed. This method uses motor parameters instead of using speed or position sensors. In this way, the angular velocity is estimated by the measurement values of the armature voltage and current, instead of measuring the sensor signal. This paper presents an algorithm for estimating the angular velocity of DC motor. The effectiveness of the proposed method is verified by experimental results. Also, the applicability of the proposed method is presented by applying to the velocity control of a wheeled mobile robot.

1. 서 론

일반적으로 회전 시스템의 속도 및 위치제어를 위해서는 타코제너레이터, 엔코더, 포텐쇼미터 등

의 정도 높은 속도 혹은 위치검출용 센서가 요구된다. 그러나 이들 속도 또는 위치검출용 센서들을 이용할 경우 고가로 인한 경제적인 부담과 부피증대로 인한 공간적인 문제점들이 지적되고 있다. 특

* 한국해양대학교 제어계측공학과 대학원(원고접수일 : 99년 2월)

** 한국해양대학교 자동화·정보공학부

히 제어시스템 설계시, 요구되는 사양보다 지나치게 고정도의 센서들을 선택함으로 인한 경제적 부담은 제품의 경쟁력과 직결되는 부분이다. 따라서 제어시스템 설계시, 요구되는 사양을 만족하는 동시에, 저비용 시스템을 어떻게 구성하는가 하는 것은 무엇보다 중요하다 할 것이다. 그 한가지 방법으로, 속도 또는 위치검출센서 없이 모터의 파라미터를 이용해 모터의 속도를 추정하는 방법을 생각할 수 있다. 이에 관련한 몇몇 연구결과가 보고되고 있으나 주로 AC 모터를 대상으로 하고 있다^{1,2)}.

또한 DC 모터 혹은 DC 서보 모터를 대상으로 하고 있는 경우에 있어서도 실험적으로 그 응용 가능성을 제시한 경우는 드물고 시뮬레이션에 그치고 있다³⁾.

본 논문에서는 DC 모터의 속도를 제어함에 있어서 전기자 전압제어법을 채택하고 외부에 부가 장착된 속도검출 센서 대신 모터의 전기자 전압과 전류로부터 모터의 회전수를 추정하는 알고리즘을 제시하고, 실험을 통하여 추정치에 대한 오차를 분석, 검토함으로써 그 유용성을 증명한다. 또한 이를 최적제어 기법에 의해 설계된 제어를 갖는 실험용 이동로봇의 주행속도 제어 시스템에 적용하여 속도 추종 성능을 분석하고 검토한다.

2. DC 모터의 수학적 모델링

전기자 전압제어법을 이용하는 DC 모터의 등가회로는 Fig. 1과 같이 표현되어진다. Fig. 1에서 $u(t)$ 는 전기자에 인가해주는 입력전압이고, $i_a(t)$ 는 전기자 전류, R_a 와 L_a 는 각각 전기자 회로의 저항과 인덕턴스 성분들이다. 보통 저항과 인덕턴스의

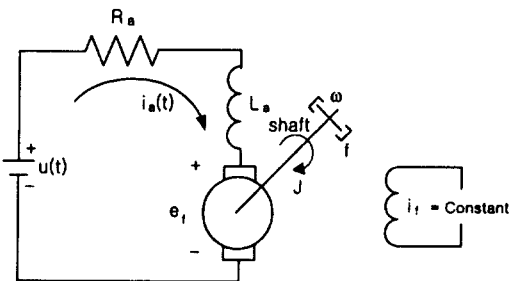


Fig. 1 Equivalent circuit of DC motor

성분들은 회로에 직렬로 연결된 것을 모델로 한다^{4,5)}. 또한 e_f 는 회전자가 회전할 때 전기자에 유도되는 역기전력을 나타낸다.

Fig. 1과 같은 등가회로로 표현되는 전기자 전압 제어 DC 모터의 관계식을 정리하면 다음과 같다.

$$u - e_f = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1)$$

$$e_f = k_v \omega \quad (2)$$

$$\tau = k_t i_a = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (3)$$

- 단, e_f : 역기전력 k_v : 역기전력 상수
- τ : 모터의 토크 k_t : 토크 상수
- ω : 회전자의 각속도 f : 점성 마찰계수
- J : 모터의 회전자 및 부하 관성능률

여기서 전기자 저항 R_a 와 역기전력 상수 k_v 가 일정하고, 모든 초기조건들이 영이라고 가정해서 식 (1)~식(3)들을 Laplace 변환하여, 입력을 $U(s)$, 출력을 $\Omega(s)$ 로 하는 전달함수의 블록선도를 작성하면 Fig. 2와 같다.

$$\text{단, } T_a = \frac{L_a}{R_a}, k_a = \frac{1}{R_a}$$

3. 센서리스 속도 추정 알고리즘

일반적으로 Fig. 1의 등가변환회로에서 인덕턴스 L_a 는 매우 작은 값으로 나타나므로 이를 무시할 수 있다. 만일 인덕턴스 L_a 를 무시하게 된다면 $T_a = 0$ 가 되고 위의 전달함수는 매우 간편하게 된다.

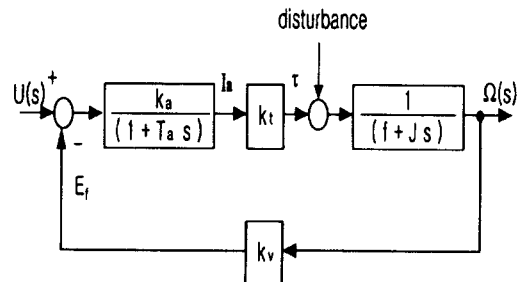


Fig. 2 Block diagram of an armature voltage controlled DC motor

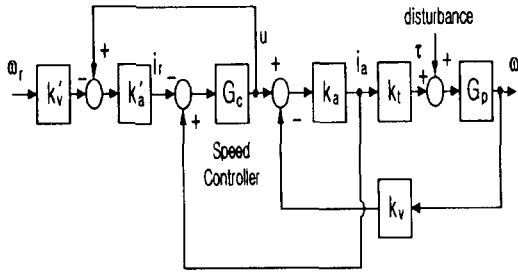


Fig. 3 Sensorless speed control system of DC motor

따라서 전달함수는 다음과 표현된다.

$$\frac{\Omega(s)}{U(s)} = \frac{k_t}{R_a s + R_a f + k_t k_v} \quad (4)$$

만약 모터의 회전 각속도 ω 의 목표치를 ω_r 라 한다면 식(1)과 식(3)으로부터 식(5), 식(6)을 얻을 수 있다.

$$i_a = k_a(u - k_v \omega) \quad (5)$$

$$i_r = k_a(u - k_v \omega_r) \quad (6)$$

단, i_r 은 ω 가 ω_r 일 때의 i_a 를 말한다.

식(5)과 식(6)으로부터 다음과 같이 표현되어지는 식(7)을 얻을 수 있다.

$$i_a - i_r = k_a k_v (\omega_r - \omega) \quad (7)$$

따라서 k_a 와 k_v 의 값을 정확하게 파악할 수 있다면 각속도를 검출하지 않아도 전기자 전류 i_a 를 검출하여 i_a 가 i_r 이 되도록 전압 u 를 제어하면 ω 는 ω_r 에 접근하게 된다. 그러나 일반적으로 모터 파라미터 k_a 와 k_v 는 그 값을 정확하게 파악하기는 매우 어렵다. 따라서 이 파라미터들은 여러 번 반복 실험을 통해서 데이터들을 얻어야 한다. 여기서 k_a , k_v 의 측정치를 각각 k'_a , k'_v 라하고, DC 모터의 센서리스 속도제어 시스템을 구성해보면 Fig. 3과 같은 블록선도를 얻을 수 있다.

$$\text{단, } G_p = \frac{1}{f + Js}$$

전기자 전류 i_a 와 전기자 전압 u 의 측정치로부터 추정된 각속도 ω 의 추정치를 $\hat{\omega}$ 라 하면, 추정된 각속도 $\hat{\omega}$ 는 식(5)에서 식(8)과 같이 되고 식(7)은 식

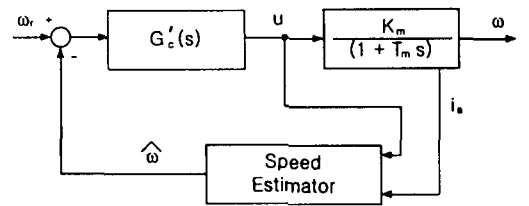


Fig. 4 Block diagram of the proposed sensorless speed control system

(9)과 같이 된다.

$$\hat{\omega} = \frac{1}{k'_v} \left(u - \frac{i_a}{k'_a} \right) \quad (8)$$

$$i_a - i_r = k'_a k'_v (\omega_r - \hat{\omega}) \quad (9)$$

여기서 k'_v , k'_a 는 실험을 통하여 혹은 모터의 정격치로부터 계산되어 질 수 있으므로, 모터의 각속도 ω 는 전기자 전압 u 와 전기자 전류 i_a 를 측정함으로써 구해질 수 있다. 따라서, 전기자 전류 i_a 가 목표치 전류 i_r 이 되도록 제어하는 것은 추정 각속도 $\hat{\omega}$ 가 ω_r 이 되도록 제어하는 것과 같게 된다.

이상과 같은 식을 이용하여 전기자 전압제어법을 대상으로 하는 DC 모터의 센서리스 속도제어 시스템을 등가 변환하면 Fig. 4와 같은 블록선도로 나타낼 수 있다.

단, $G'_c(s) = k'_v k'_a G_c(s)$

$$K_m = \frac{k_a k_t}{f + k_a k_t k_v} T_m \frac{J}{f + k_a k_t k_v}$$

4. 차륜형 이동로봇의 속도제어에의 적용

4.1 전체 시스템의 구성

본 논문에서는 이상과 같은 방법을 실제 시스템에 적용함으로써 그 응용 가능성을 실험적으로 제시하는데 그 목적이 있다. 이를 위해 전술의 알고리즘을 차륜형 이동 로봇의 구동용 휠 회전 속도제어에 적용한다.

Fig. 5는 차륜형 이동 로봇의 구동 휠 제어를 위한 센서리스 속도제어 시스템의 전체 구성을 나타낸 것이다. 시스템은 크게 구동 모터를 포함한 로봇 몸체, PWM(Pulse Width Modulation) 파 발생기를 포함한 모터 구동부, 전기자 전류검출을 위한

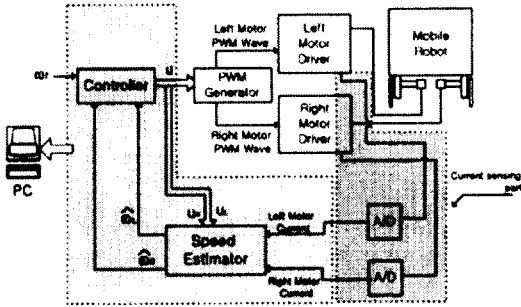


Fig. 5 Block diagram of sensorless speed control system for a wheeled mobile robot

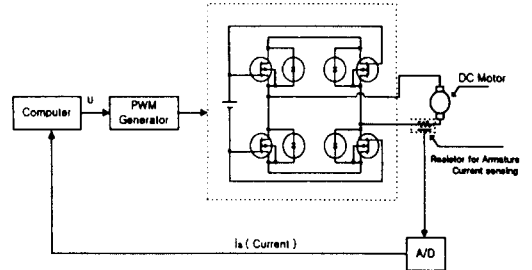


Fig. 7 Block diagram of DC motor driver and armature current sensing system

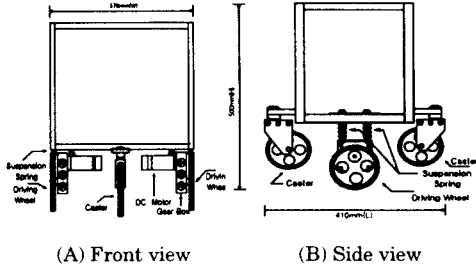


Fig. 6 Configuration of the robot vehicle

전류 검출부, 전기자 전압과 전류로부터 모터의 회전속도를 추정하는 속도 추정기와 제어기로 구성되어 있다. 여기서 속도 추정기와 제어기는 PC를 이용하고 있다. 또한 모터의 회전 속도를 추정하기 위해서는 전기자 전압과 전류 정보가 필요한데, 본 논문에서는 시스템을 간략화하기 위해 전기자 전압은 실측하지 않고 제어기의 출력전압 u 의 디지털 값을 그대로 이용하고 전기자 전류만 실측하는 것으로 한다. 로봇, 모터구동 및 전기자 전류 검출부, 제어기에 대한 상세를 아래에서 설명한다.

4. 2 하드웨어

4.2.1 이동 로봇

Fig. 6은 실험에 이용된 로봇의 개략도로서, (A)는 앞쪽에서 본 모습이고, (B)는 옆에서 본 모습이다. 이동 로봇은 좌우의 구동륜과 전후의 자세보조륜을 가지며 구동륜은 감속기어(1 : 24.7)를 거쳐 구동모터에 연결되어 있다. 구동모터는 Hitachi社의 DO4G321E (24V 19W) Type의 DC모터를 채택하였다. 모터에는 모터 파라미터의 off-line 추정을 위해 1024펄스의 속도 검출용 인크리멘탈 엔

코더 센서(Autonics社의 E40H6)가 부착되어 있다. 또한 구동부와 본체 사이에는 완충 스프링을 설치하여 주행시 노면의 돌출장애물에 의한 충격을 흡수하도록 설계되었다.

4.2.2 모터 구동부 및 전기자 전류 검출부

Fig. 7은 이동 로봇의 차륜에 연결된 DC 모터 구동부 및 전기자 전류 검출부의 구성도이다. 모터의 구동은 정역회전이 용이하고 고속 스위칭이 가능한 MOSFET를 스위칭하는 H브릿지형의 SGS-THOMSON사의 L6203 드라이브를 사용하였다.

본 논문에서는 DC 모터를 구동함에 있어 PWM 방식을 채택하고 있다. 여기서 PWM과 발생기는 8253을 이용한다. 모터의 전기자 전류를 측정하기 위해 모터의 양단에 전기자와 직렬로 1Ω , 5 Watt 저항을 삽입하였다. 전기자 전류에 의해 이 저항 양단에서 일어나는 전압강하는 A/D 변환기를 통하여 디지털 값으로 변환된 후 PC 내부의 속도 추정기로 들어간다. 이때 A/D 변환기의 변환시간은 $100\mu\text{sec}$ 이고, 분해능은 8 Bit 칩인 ADC0802를 이용하고 있다^{16,7)}.

4. 3 제어기 설계

식(8)을 이용하여 추정된 각속도를 피드백하여 센서리스 속도제어 시스템을 구성했을 때의 응답을 관찰하기 위하여 제어기를 설계하였다. 모터의 회전각속도 ω 를 x_1 , 전기자 전압을 제어 입력 u 로 하고, 식(1)~(3)을 상태방정식과 출력 방정식으로 나타내면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{10}$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{11}$$

$$\text{단, } A = \left[-\frac{1}{T_m} \right] \quad B = \left[\frac{K_m}{T_m} \right]$$

$$C = [1]$$

식(10), (11)의 시스템에는 모델링 오차가 포함될 수 있으므로 식(10), (11)의 시스템에 모델링 오차가 포함되지 않는 참조(Reference) 모델을

$$\dot{x}_r(t) = Ax_r(t) + Bu_r(t) \tag{12}$$

$$y_r(t) = Cx_r(t) \tag{13}$$

으로 나타내자. 이 참조 모델에 모터의 목표 회전각속도 ω_r 를 계단상으로 변화시키면 정상상태에서의 식(12)와 식(13)은

$$\begin{bmatrix} y_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ A & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ u_r \end{bmatrix} \tag{14}$$

으로 된다. 정상상태에서 y_r 는 목표 회전각속도 ω_r 과 같게 되므로 정상상태 벡터 x_r , 제어 입력 u_r 는

$$\begin{bmatrix} x_r \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ A & B \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{y_r}{K_m} \\ y_r \end{bmatrix} \tag{15}$$

로 되므로 계단상의 목표 입력을 추정하는 제어기를 설계할 수 있다^{18,9)}.

여기서 $\Delta x(t)$, $\Delta u(t)$, $\Delta y(t)$ 를

$$\Delta x(t) = x(t) - x_r(t)$$

$$\Delta u(t) = u(t) - u_r(t) \tag{16}$$

$$\Delta y(t) = y(t) - y_r(t)$$

로 정의하면 식(10),(11)의 시스템과 식(12),(13)의 시스템의 오차 시스템은 다음과 같다.

$$\Delta \dot{x}(t) = A\Delta x(t) + B\Delta u(t) \tag{17}$$

$$\Delta y(t) = C\Delta x(t) \tag{18}$$

식(17),(18)의 시스템에 모델링 오차가 없다면, 목표치에 추정시키는 제어기 설계 문제는 $\Delta x(t)$, $\Delta u(t)$ 를 0으로 하는 선형레귤레이터 문제로 취급할 수 있다. 그런데 이와 같은 시스템의 모델링시에 정확한 파라미터의 값을 구하는 것은 거의 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 모델링 오차와 파라미터 변동 및 일정 외란에 대한 대책으로서 새로운

상태변수 z 를

$$z(t) = \int (\omega(t) - \omega_r) dt \tag{19}$$

로 정의하고 시스템은 다음과 같이 확장했다.

$$\Delta \dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\Delta \tilde{x}(t) + \tilde{B}\Delta u(t) \tag{20}$$

$$\Delta y(t) = \tilde{C}\Delta \tilde{x}(t) \tag{21}$$

$$\text{단, } \Delta \tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad \tilde{C} = \begin{bmatrix} C^T & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

이다.

식(20),식(21)로 표현되는 확장된 시스템의 폐루프 시스템을 점근적으로 안정시키는 동시에 평가 함수 J

$$J = \int_0^{\infty} (\Delta \tilde{x}^T(t)\tilde{Q}\Delta \tilde{x}(t) + \Delta u^T(t)\tilde{R}\Delta u(t)) dt \tag{22}$$

$$\text{단, } \tilde{Q} = \tilde{Q}^T \geq 0, \tilde{R} = \tilde{R}^T > 0$$

을 최소로 하는 최적제어 입력은 다음과 같다.

$$\Delta u(t) = -\tilde{K}\Delta \tilde{x}(t) \tag{23}$$

여기서 \tilde{K} 는 피이드백 계수로서 $\tilde{K} = \tilde{R}^{-1}\tilde{B}^T\tilde{P}$ 이고, \tilde{P} 는 Riccati 행렬 방정식

$$\tilde{P}\tilde{A} + \tilde{A}^T\tilde{P} + \tilde{Q} - \tilde{P}\tilde{B}\tilde{R}^{-1}\tilde{B}^T\tilde{P} = 0 \tag{24}$$

의 해이다. 식(23)에 식(16)을 대입하여 $u(t)$ 에 관하여 정리하면

$$\begin{aligned} u(t) &= u_r - \tilde{K}\Delta \tilde{x}(t) \\ &= u_r - \tilde{k}_1(x_1(t) - x_{1r}(t)) - \tilde{k}_2 \int (y(t) - y_r) dt \\ &= u_r - \tilde{k}_1(\omega(t) - \omega_r) - \tilde{k}_2 \int (\omega(t) - \omega_r) dt \end{aligned} \tag{25}$$

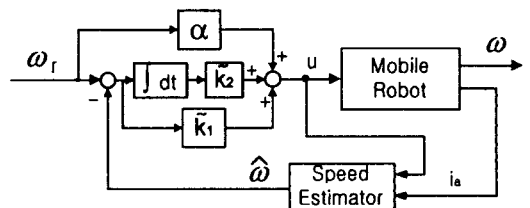


Fig. 8 Block diagram of the speed control system for the mobile robot

$$\text{단, } \bar{K} = [\bar{k}_1, \bar{k}_2]$$

여기서 ω 는 전술의 속도 추정기로 추정된다고 하면, 식(25)으로 표현되는 속도 제어 시스템은 Fig. 8과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{여기서 } \alpha = \frac{1}{K_m} \text{이다.}$$

5. 실험 결과 및 검토

5.1 파라미터 결정

5.1.1 속도 추정기의 파라미터

식(8)로 표현되는 속도 추정기를 이용하여, 모터의 회전 속도를 추정하기 위해서는 모터의 전기자 저항 R_a 와 역기전력 상수 k_v 에 대한 정보가 주어져야 한다. 이 경우, 순수한 모터의 전기자 저항 및 역기전력 상수는 모터의 정격치로부터 계산되어질 수 있다. 그러나 본 논문에서와 같이 전류검출용 저항이 전기자와 직렬로 삽입되고, 또한 모터 드라이브 회로 등의 영향을 무시할 수 없을 경우에는 실험을 통하여 구하는 것이 바람직하다.

Fig. 9는 속도 추정기의 파라미터 k_v' , k_a' 를 결정하기 위한 실험장치의 블록선도이다. Fig. 9에서 임의의 전기자 전압 u 를 인가하고 이때의 전기자 전류 i_a 와 각속도 ω 를 반복 실측한 data들을 토대

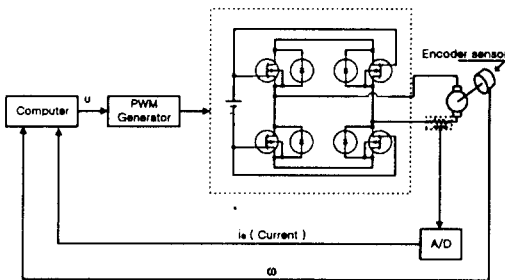


Fig. 9 Block diagram of experimental system to determine the parameter of the speed estimator

Table 1. Parameters of the speed estimator

구 분	Right	Left
k_a'	0.3466[Ω]	0.3956[Ω]
k_v'	0.0145 [v · sec/rad]	0.015 [v · sec/rad]

로 최소자승법으로 구한 k_v' , k_a' 값을 Table 1에 나타낸다.

5.1.2 제어기 파라미터

Fig. 4에서 정상이득 K_m 과 시정수 T_m 은 인디셜 응답으로부터 Table 2와 같이 얻을 수 있다. Table 1의 파라미터들을 갖는 제어 대상에 대해 식(22)의 하중행렬 \bar{Q} , \bar{R} 을 변경해가면서, 모터 드라이버의 구동 능력을 감안해 제어 입력 u 가 $0V \leq u \leq 12V$ 의 범위를 만족하는 피드백 게인 \bar{k}_1, \bar{k}_2 을 시뮬레이션을 통해 Table 3과 같이 구한 후, 이를 실험에 이용하였다. 이때의 하중행렬은 각각 $\bar{Q} = \text{diag}[3 \ 1]$ $\bar{R} = [1]$ 이다.

5.2 실험

5.2.1 속도 추정 실험

Fig. 10과 Fig. 11은 전기자 전압 u 를 6.18V로 주었을 때의 좌 우 모터의 속도에 대한 실측치와

Table 2. Parameters of plant

구 분	Right	Left
K_m	0.845	0.876
T_m	0.428 [sec]	0.326 [sec]

Table 3. Parameters of Controller

구 분	Right Controller	Left Controller
\bar{k}_1	1.1433	1.1052
\bar{k}_2	1	1
α	1.183	1.1414

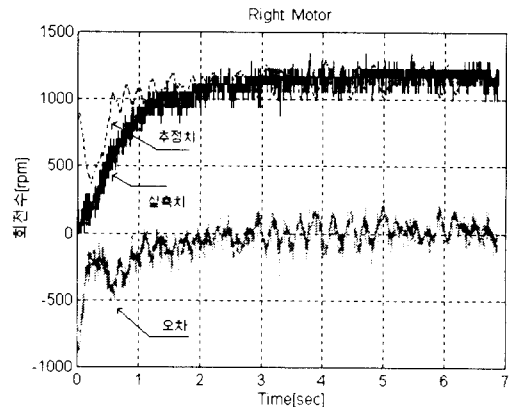


Fig. 10 Measured and estimated value of right motor speed

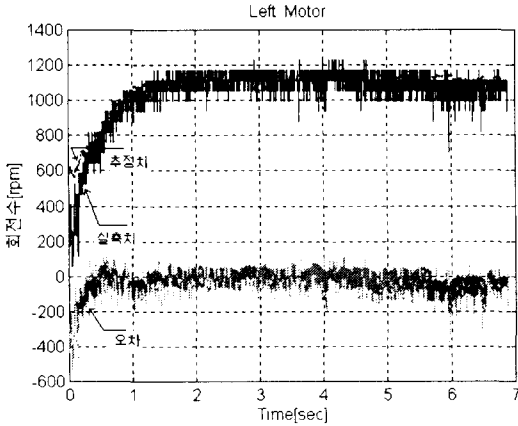


Fig. 11 Measured and estimated value of left motor speed

추정치 및 추정오차를 나타낸 것이다. 실측치는 1024 펄스/회전의 분해능을 가지는 인크리멘탈 엔코더에 의해 계측된 속도이고, 추정치는 제안된 알고리즘에 의해 추정된 속도를 나타낸다. 또한 추정 오차는 실측치에서 추정치를 뺀 것이다.

Fig. 10과 Fig. 11로부터 모터의 회전속도에 대한 추정 오차는 초기에는 다소 오차를 보이나 약 2초가 지나면서 매우 양호한 추정성능(오차3%미만)을 보이고 있음을 알 수가 있다.

이 오차는 속도 추정기의 파라미터를 최소자승법으로 구함에 있어서 각 RPM에 대한 충분한 샘플데이터가 필요하나 실험의 번거러움을 피하기 위해 10여개의 구간으로 한정함으로 인한 샘플데이터의 불충분과 하드웨어 설계시 잡음대책등에 대한 미숙에 의한 것으로 추정된다. 따라서 향후 이에 대한 대책을 보완함으로 보다 추정 정도를 향상시킬 수 있을 것으로 생각된다.

5.2.2 속도 제어에 대한 실험

Fig. 12는 이상과 같이 추정되는 속도를 이용하여 Fig. 8과 같이 차륜 속도 제어 시스템을 구성했을 때의 제어 성능을 나타낸 것이다. 여기서 로봇 중심의 목표 속도는 25cm/sec이다.

Fig. 12로부터 로봇의 주행 속도는 약 1.6초 정도에서 정상상태에 도달함을 알 수 있다. Fig. 13은 이때의 제어입력 u 을 나타낸 것이다.

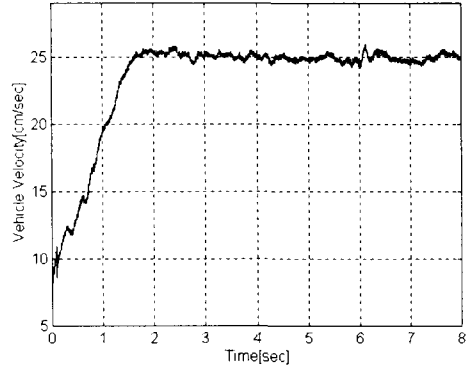


Fig. 12 Step response for sensorless speed control system of mobile robot

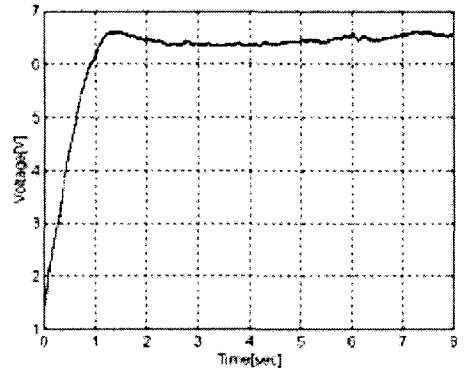


Fig. 13 Control input

6. 결 론

본 논문에서는 DC 모터의 속도를 제어함에 있어서 속도 검출센서를 이용하는 대신에 모터의 전기자 저항, 역기전력 상수, 전기자 전압 및 전류로부터 DC 모터의 회전속도를 추정하는 알고리즘을 제시하고 이에 대한 타당성을 입증하기 위하여 속도 검출용 인크리멘탈 엔코더 센서로부터의 실측치와 제안된 알고리즘에 의해 추정된 속도를 비교, 검토하는 실험을 하였다. 또한 이를 실제의 차륜형 이동 로봇의 주행 속도 제어시스템에 적용함으로써 그 응용 예를 제시하였다.

그 결과 제안된 알고리즘에 의해 추정된 속도는 비교적 양호한 추정 오차는 약 3%미만의 값을 가짐을 알 수 있다. 또한 추정치를 이용한 차륜형 이동 로봇의 주행 속도 제어 시스템에서도 목표치로

잘 추종하고 있음을 알 수 있었다. 본 논문에서는 이상의 실험 결과로부터, 제안된 알고리즘을 이용함으로써 기존의 속도 검출용 센서를 이용한 DC 모터의 속도 제어시스템에 비해 보다 경제적인 시스템을 구성할 수 있다는 결론을 얻게 되었다.

참고문헌

1. Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, Min-Ho Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using Extended Kalma Filter", IEEE VOL. 30, NO. 5 1994.
2. Guo Qingding, Luo Ruifu and Wang Limei, "Neural network adaptive observer based position and velocity sensorless control of PMSM", AMC 1996-MIE, IEEE 1996
3. Nobuyuki Matsui and Masakane Shigyo, "Brushless dc motor control without position and speed sensors", IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. 28, No. 1, 1992.
4. K. Ogata, "Modern Control Engineering ", 문운당, 1993.
5. Benjamin C. Kuo, "Automatic control systems ", Prentice Hall, 1991.
6. 谷腰欣司, "DC 모터의 制御回路設計", 機電 研究社, 1993.
7. 李注憲, "모터제어기술", 성안당, 1997.
8. Chi-Tsong Chen, "Linear system theory and design", Saunders College publishing, 1997.
9. H. Kwarkernaak & R. Sivan, "Linear optimal control system", 1988.

저자 소개



김창세 (金昌世)

1971년 9월생. 1997년 2월 한국해양대학교 제어계측공학과 졸업. 1999년 2월 한국해양대학교 대학원 석사 과정 졸업(공학 석사). 1999년~현재 한국해양대학교 시간강사. 당학회 회원



하윤수 (河潤秀)

1962년 4월생. 1986년 한국해양대학교 기관공학과 졸업. 1990년 한국해양대학교 대학원 석사 과정 졸업(공학석사). 1996년 쓰쿠바대학 대학원 박사 과정 졸업(공학박사). 1996년~1998년 한국해양대학교 자동차 정보공학부 전임강사. 1998년~현재 한국해양대학교 자동차 정보공학부 조교수. 당학회 회원