

## Robust Control using Observer for Brushless DC Servo Motor

申 科 眞\* · 許 旭 烈\*\*  
(Doo-Jin Shin · Uk-Youl Huh)

**Abstract** - The precise speed and position control technique for Brushless DC Motor demands accurate position and speed feedback information. Generally, resolver or absolute encoders are used as speed and position sensor. But they increase cost and more problem happens at low speed than high speed specially. Therefore, in this paper, optimal speed observer is proposed for decreasing size and cost of whole system. And also, we consider the error problem about the system modeling and measurement at low speed range, and implement a optimal speed observer and enhance the estimate performance of speed in low speed range as well as high speed. The overall system consists of two parts, a drive and a speed observer. We make use of Least square curve fitting algorithm as speed observer and can overcome low resolution by proposed observer. Also, because of using the signal of hall sensor, robust control is possible in low speed as well as high speed for the change of the parameters of the system and disturbance. To construct observer using the signal of hall sensor, we design the pulse multiplier circuit and the software of microprocessor, AT89C2051. Finally, the performance of the proposed observer is exemplified by some simulations and experiments.

**Key Words** : BLDC servo motor, observer, least square curve fitting algorithm

## 1. 서 론

현대 산업 현장에서 많이 사용되어지고 있는 BLDC 모터(Brushless DC Motor)는 높은 파워 밀도와 낮은 전기적 노이즈, 고효율 및 고토오크 등의 특성을 갖고 있다. 이러한 BLDC 모터는 운전에 있어서 회전자의 정확한 속도나 위치에 대한 정보가 필요하다[1][2]. 일반적으로 속도를 알아내는 방법으로 엔코더(encoder)나, 레졸버(resolver)등의 센서들이 사용된다. 그러나 측정에 있어서 시스템 잡음이나 경제적인 문제, 센서의 분해능의 한계로 인하여 정확한 정보를 얻을 수 없는 경우, 특히 저속 구동시 디지털 센서의 출력의 주파수가 제어기의 샘플링 주파수보다 낮으면 정확한 속도를 얻을 수 없다. 이러한 문제점을 보완하기 위하여 샘플링 주파수를 길게 하면 전체적인 시스템의 신뢰도가 떨어질 수밖에 없다. 또한 엔코더나 레졸버라는 속도센서를 추가하게 되면 크기가 커지고 가격이 올라간다는 단점이 있다[3][4]. 이러한 가격과 크기를 줄이기 위하여 본 논문에서는 저가격의 홀 센서만으로 최적의 속도 관측자를 제안하였다. 일반적으로 홀 센서는 엔코더나 레졸버등과 같은 센서에 비해

여 분해능이 낮으므로 엔코더에서 나타난 문제점인 출력의 주파수를 계산하여 제어를 하게되면 신뢰성이 떨어지게 된다. 따라서 본 논문은 이러한 문제점을 해결하기 위하여 속도 관측자의 알고리즘으로 위치에 대한 시간을 계산하여 오차를 최소화하는 Least square curve fitting 알고리즘을 사용하였다. 본 논문에서 제안한 속도 관측자는 BLDC 모터와 구동부 관련 파라미터들과는 무관하게 사용할 수 있으므로 파라미터 변동 등에 민감하지 않으므로 강인한 제어 성능을 실현할 수 있다. 또한 제안한 속도 관측자의 알고리즘은 간단하므로 이를 기반으로 마이크로프로세서를 사용한 디지털제어기를 구성함으로써 적용성과 융통성이 뛰어난 제어기를 설계하였다. 본 논문에서 사용된 마이크로프로세서는 ATMEL사의 89c2051 마이크로프로세서를 사용함으로써, 기존의 다른 마이크로프로세서를 사용하였을 때보다 하드웨어의 구조가 간단하고 저가격으로 구현할 수 있는 커다란 장점이 있다.

## 2. BLDC 모터의 모델링

## 2.1 구동 회로

BLDC 모터는 구동방식에 따라 시스템의 성능에 상당한 영향을 받게 된다. 구동방식으로는 2상 구동방식, 3상 구동방식, 다상 구동 방식 등으로 나눌 수 있으며, 전기자 코일 전류의 방향에 따라 반파 구동방식, 전파 구동방식으로 나눌

\* 正會員 : 仁荷大 工大 電子電氣컴퓨터工學部 博士課程

\*\* 正會員 : 仁荷大 工大 電子電氣컴퓨터工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2000年 3月 31日

最終完了 : 2000年 7月 25日

수 있고, 모터의 결성방법에 따라 Y결선과 Δ결선으로 나눌 수 있다. 그리고 통전 구간에 따라 120° 도통형과 180° 도통형으로 하였다. 본 논문에 사용한 인버터 회로를 그림 2.1에 나타내었다. 인버터에서는 전압형 인버터와 전류형 인버터가 있는데 전류형 인버터는 전류제어 즉 토크 제어가 용이한 반면에 제어회로가 복잡한 단점이 있고, 전압형 인버터는 전체적인 효율면에서 뒤지지만 구조가 간단하고 제어가 용이한 장점이 있다. 본 논문에서는 제어가 용이한 전압형 인버터를 사용하였다[5].

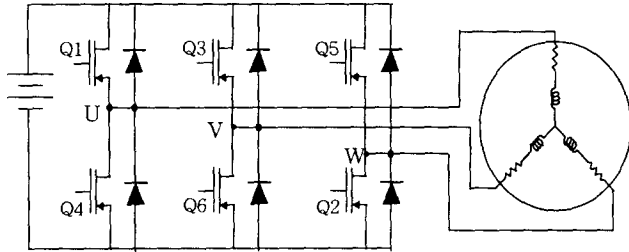


그림 2.1 전압형 인버터의 구조  
Fig. 2.1 Structure of voltage type inverter

2.2 120° 구동형

120° 도통형을 살펴보면 항상 2개의 스위치가 온(ON)되어 코일에 전류가 흐르게 한다. 즉, 2개의 스위치 중에서 1개는 +측에, 1개는 GND측에 연결이 되어 있으며, 전류의 방향에 따라 자계가 회전하게 되므로 회전자의 회전에 따라 60° 마다 자계의 방향이 바뀌므로 스위칭도 60° 마다 일어나야 한다. 그림 2.2에서 120° 도통형일 때의 각 위치에 대한 상 전압과 BLDC의 역기전력 형태를 보여주고 있다.

그림 2.2에서와 같이 120° 도통형일 때 60° 마다 스위치의 ON, OFF순서가 바뀌며 6스텝이 끝나면 1사이클이 끝난다. 또 BLDC 모터를 정, 역 방향으로 운전하고자 하면 스위칭 소자의 스위칭 순서를 반대로 하면 된다. 이와 같이 하려면 위치 검출기로부터 위치 신호를 받아 스위칭 소자의 스위칭 순서를 결정하는 로직회로가 필요하게 된다[2].

|                |            |                |             |                |             |
|----------------|------------|----------------|-------------|----------------|-------------|
| U+             |            | V+             |             | W+             |             |
| V-             |            | W-             |             | U-             |             |
| E <sub>u</sub> |            | E <sub>v</sub> |             | E <sub>w</sub> |             |
| 0° ~ 60°       | 60° ~ 120° | 120° ~ 180°    | 180° ~ 240° | 240° ~ 300°    | 300° ~ 360° |
| Q1, Q6         | Q1, Q2     | Q3, Q2         | Q3, Q4      | Q5, Q4         | Q5, Q6      |

그림 2.2 120° 구동형의 상전압과 역기전력 파형  
Fig. 2.2 Relationship between the voltage and backEMF

2.3 BLDC 모터의 시스템 모델링

그림 2.3, 2.4는 300° ~ 360° 구간에서 0° ~ 60° 구간으로 바뀔때 따라 형성되는 페루프의 형태를 보여주고 있다. Q1 온(ON)됨과 동시에 Q5가 off되어 300° ~ 360° 에서 흐르던 전류는 그림 2.4에서와 같이 환류되어 흐르게 된다.

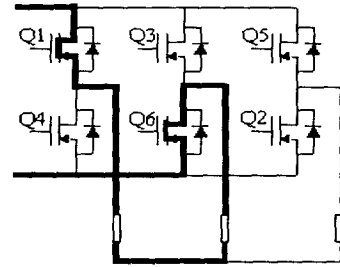


그림 2.3 Q1 on, Q6 on  
Fig. 2.3 Q1 on, Q6 on mode

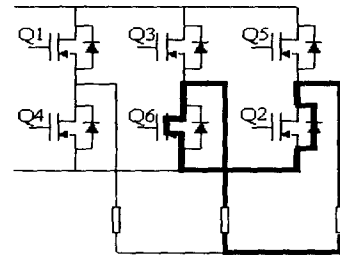


그림 2.4 Q5 off, Q6 on  
Fig. 2.4 Q5 off, Q6 on

그림 2.3과 같이 페루프 형태로 전압이 형성되게 된다. 전압 방정식은 식 1과 같이 표현할 수 있다.

$$V = R(i_u - i_v) + L(\frac{di_u}{dt} - \frac{di_v}{dt}) + E_u - E_v \quad (1)$$

그림 2.4에서 형성되는 환류되는 방정식은 식 2와 같다.

$$0 = R(i_w - i_v) + L(\frac{di_w}{dt} - \frac{di_v}{dt}) + E_w - E_v \quad (2)$$

모든 전류의 합은 0이므로 식 3과같이 표현되며,

$$i_v = -(i_u + i_w) \quad (3)$$

토크 T<sub>org</sub>는 식 4와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{org} = \frac{(E_u i_u + E_v i_v + E_w i_w)}{p\omega} \quad (4)$$

여기서, E<sub>u</sub>, E<sub>v</sub>, E<sub>w</sub>: U, V, W상의 역기전력, R: 권선의 저항, L: 코일의 자기 인덕턴스, ω: 회전속도, p: 극수

상기 식은 한 구간(  $0^\circ \sim 60^\circ$  )에 관하여만 모델링 하였으므로 6개의 구간을 상기 식과 같은 방법으로 모델링을 하면 된다. 여기서 주의 할 것은 각 구간별로 초기치값을 어떻게 설정할 것인가 이다. 초기값은 전 단계의 마지막 각 상의 전류값을 다음 단계의 초기 전류값으로 설정하면 된다. 여기서 구한 모델링은  $120^\circ$  도통형에서 구간이 바뀔 때의 과도 상태를 나타내고 있다.

### 3. 속도 관측자

본 논문은 별도의 속도 센서 없이 홀 센서만을 이용하여 정밀한 속도 제어를 하기 위한 관측자를 제안하였다. 홀 센서로써 속도를 제어하기 위하여 엔코더와 같은 신호가 필요하므로  $120^\circ$  간격의 위치 데이터로부터 6채배 신호를 만들었으며 홀 센서로부터 6채배에 의하여 만들 수 있는 신호를 그림 3.1 에서 나타내고 있다. 전기적으로 한 주기당 6개의 신호를 만들 수 있으며 4극 모터인 경우 모터가 한바퀴 회전하는 동안 12개의 신호를 만들어 전기적으로  $60^\circ$  간격으로 위치에 대한 정보를 얻는다. 그러나 엔코더나 리졸버와 같은 센서에 비해서는 낮은 분해능을 가진다. 홀 센서를 사용하여 엔코더와 같은 방법으로 속도제어를 하는 경우 저속에서 속도 검출에 대한 분해능을 올리기 위해 샘플링 구간을 길게 하면 피드백 루프에 긴 지연시간이 추가되므로 시스템이 쉽게 불안정하여 진다. 따라서 펄스의 개수를 세지 않고 분해능이 낮은 홀 센서의 속도를 추정하기 위해  $60^\circ$  간격의 홀 센서 위치 신호로부터 걸리는 시간을 추정하여 속도를 추정하였다.

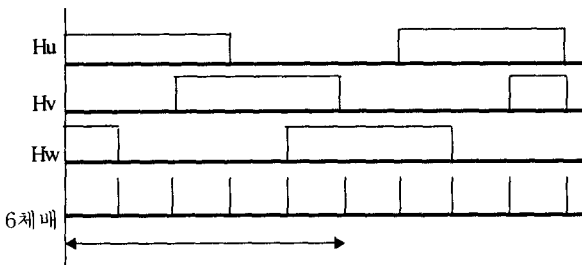


그림 3.1 홀 센서와 6채배 신호  
Fig. 3.1 Switching signals of hall sensor and six-step operation

#### 3.1 Least square curve fitting 알고리즘

각 위치에 대하여 측정된 시간의 오차를 평균을 취하고 시간의 지연의 문제를 풀 수 있는 least square curve fitting 알고리즘을 사용하여 위치에 대한 시간을 추정한다.

그림 3.2는 least square curve fitting 알고리즘을 수행하는 과정을 나타내주고 있다. 그림 3.3에서 가로축은 위치를 나타내고 세로축은 위치 값에 따른 시간을 보여주고 있다[6].

$T(k)$ 의 값은 위치  $\theta = \theta(k)$  위치에 도달해야 알 수가 있다. 그러므로 위치에 대한 데이터 값은  $\{\dots [\theta(k-2), T(k-2)], [\theta(k-1), T(k-1)], [\theta(k), T(k)]\}$ 로 표현되고 위치는 고정되어 나타나므로  $\theta(k) = k$ 로 표현할 수 있다.

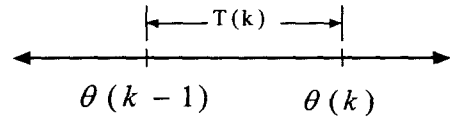


그림 3.2 위치데이터에 대한 시간  
Fig. 3.2 according to position and time

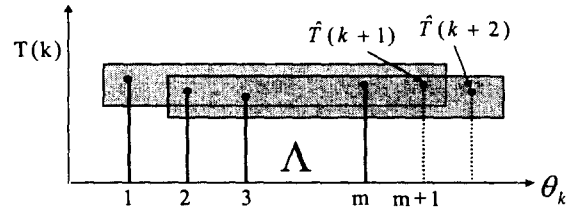


그림 3.3 least square curve fitting 수행 과정  
Fig. 3.3 Process of least square curve fitting

시간을 추정하기 위해 다항식으로 나타내면 식 5와 같다.

$$T(k) = \sum_{i=0}^n c_i k^i \quad (5)$$

다항식에서 계수값을 구하면 식 6과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} c_0(1)^0 + c_1(1)^1 + \dots + c_n(1)^n &= T(1) \\ c_0(2)^0 + c_1(2)^1 + \dots + c_n(2)^n &= T(2) \\ &\vdots \\ c_0(m)^0 + c_1(m)^1 + \dots + c_n(m)^n &= T(m) \end{aligned} \quad (6)$$

$$Ax = b \quad (7)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1^2 & \dots & 1^N \\ 1 & 2 & 4 & \dots & 2^N \\ 1 & 3 & 9 & \dots & 3^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & m & m^2 & \dots & m^N \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} T(1) \\ T(2) \\ T(3) \\ \vdots \\ T(m) \end{bmatrix}$$

이므로, least square 알고리즘에서 오차를 최소화하는 계수값을 구하면 식 8과 같다.

$$\hat{x} = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (8)$$

$k=m+1$ 의 값을 추정하게 되면 식 9와 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{T}(m+1) = q^T \hat{x} = q^T (A^T A)^{-1} A^T b \quad (9)$$

여기서,

$$q = \begin{bmatrix} (m+1)^0 \\ (m+1)^1 \\ \vdots \\ (m+1)^n \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix}$$

이것을  $k+1$ 의 값을 추정하는 일반적인 식으로 나타내면 식 10과 같다.

$$\hat{T}(k+1) = h^T s \quad (10)$$

여기서,

$$h^T = q^T (A^T A)^{-1} A^T, \quad s = \begin{bmatrix} T(k-m-1) \\ T(k-m-2) \\ T(k-m-3) \\ \vdots \\ T(k) \end{bmatrix}$$

다항식의 계수 값을 결정하기 위해서는  $m=n+1$ 이 필요하다. 그러나 측정된 값에 오차를 포함하고 있다면, 결과 또한 오차를 포함하고 있으므로 차수보다 데이터 개수 많이 선택하여야 한다. ( $m > n+1$ ) 시간 추정에 필요한 계산은  $h^T = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_m]$  과  $m$ 개의 시간에 대한 데이터 값이다. 따라서, 마이크로프로세서에 직접 실행하기 위해서 속도를 구하면 기계각으로  $30^\circ$  이동한 속도  $N_f(k+1)[rpm]$ 은 식 11과 같다.

$$N_f(k+1) = \frac{60X}{2\pi T} = \frac{60 \times \frac{\pi}{6}}{2\pi \hat{T}(k+1)} = \frac{5}{\hat{T}(k+1)} \quad (11)$$

표 1  $h_m^T$  파라미터 값

Table 1 Value of  $h_m^T$

| $h_m^T$ \ 차수 | n=1             | n=2                    |
|--------------|-----------------|------------------------|
| $h_2$        | [-1 2]'         |                        |
| $h_3$        | [-2/3 1/3 4/3]' | [1 -3 3]'              |
| $h_4$        | [-1/2 0 1/2 1]' | [3/4 -5/4 -3/4 9/4]'   |
| $h_5$        |                 | [3/5 -3/5 -4/5 0 9/5]' |

#### 4. 제어기 구성

그림 4.1은 제어기 전체 블록도로써 모터를 동작시키는 스위칭 회로인 인버터회로와 회전자의 위치에 맞게 스위칭 신호를 발생하는  $120^\circ$  게이트 신호 회로가 있다. 속도 알고리즘을 수행하기 위해 홀 센서의 신호를 6채배한 6채배 회로, AT89c2051를 기반으로 하여 원 보드로 설계 제작하였다. 전체 보드의 크기를 작게 하기 위하여  $120^\circ$  게이트 신호와 6채배 회로는 Gal(Gate Array Logic)로 구현하였고 가격을 낮추기 위해 8bit 프로세서인 AT89c2051로 설계하였다. 6채배 회로에서 기계적으로  $30^\circ$  사이에 걸리는 시간을 AT89c2051의 내부타이머를 이용하여 측정하였으며 측정된 시간을 least square curve fitting 알고리즘을 사용하여 시간을 추정하고 속도를 계산한다. 계산된 속도와 기준 속도와 오차를 PI제어를 거쳐서 PWM을 발생하고  $120^\circ$  게이트 신호로 동기시켜 인버터 회로를 동작시킨다.

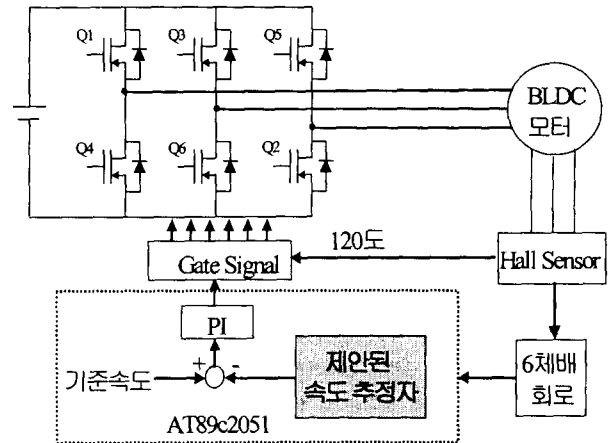


그림 4.1 제어기 전체 블록도

Fig. 4.1 Blockdiagram of the overall system

#### 4.1 마이크로프로세서(AT89c2051)

AT89c2051은 MC 8051과 같은 구조를 가지며 2K 바이트 플래쉬 메모리를 내장하고 있으며 최대 24[MHz]의 속도를 가진다. 6채배 회로에서 나오는 시간을 측정하기 위한 6개의 인터럽트 소스와 2개의 16-Bit 타이머/카운터를 가지고 있으며 외에도 15개의 I/O 선과 컴퓨터와 시리얼 통신을 위한 UART 채널을 가지고 있다.

#### 5. 모의 실험

실험에 사용된 BLDC모터의 사양은 표 2와 같으며 홀 센서의 위치는  $120^\circ$  간격으로 모터 하우징(Housing)부에 취부되어 있다.

표 2 모터의 사양

Table 2 Specification of the motor

|                 |            |
|-----------------|------------|
| Pole            | 4          |
| Voltage         | 40 [V]     |
| Output          | 46 [W]     |
| Speed           | 1480 [rpm] |
| Rated Torque    | 3 [Kg-cm]  |
| Rated Current   | 1.4 [A]    |
| Starting Torque | 6 [Kg-cm]  |

모의 실험은 제안한 관측자중 가장 좋은 성능을 갖는 데이터개수와 차수를 찾기 위하여 Matlab을 이용하여 수행하였으며 시리얼 통신을 통하여 실험 결과 파형을 분석하였다. 그림 5.1은 속도응답 곡선으로 홀 센서가 추정하는 속도와 실제 모터의 속도를 보였다. 분해능이 낮기 때문에 맥동이 많이 일어남을 볼 수 있다. 그림 5.2는 그림 3.2와 3.3에서 볼 수 있듯이 홀 센서 신호에서 나오는 전위치로부터 현재 위치까지 걸리는 시간을 나타낸 것으로 모터의 초기 구동 시부터의 위치에 대한 시간 파형이다. 여기서 세로축은 각 위치에 대해 걸리는 시간을 나타내고 가로축은 각 위치에 대해 나타내고 있다. 그림 5.3 ~ 그림 5.8의 파형은 데이터값 3개와 4개, 차수는 1, 2를 대표값으로 하여 300 [rad/s] 와 100 [rad/s] 기준입력 값을 갖을 경우 모의 실험 파형을 나타낸 것이다.

모의 실험 결과에서 알 수 있듯이 데이터 3개, 차수 1일 때 가장 좋은 성능을 보이고 있다. 그리고 데이터 개수가 많을수록 오차도 많이 포함되어 least square curve fitting 알고리즘 수행 결과 성능이 저하됨을 보인 것이다.

5.1 모의실험 결과

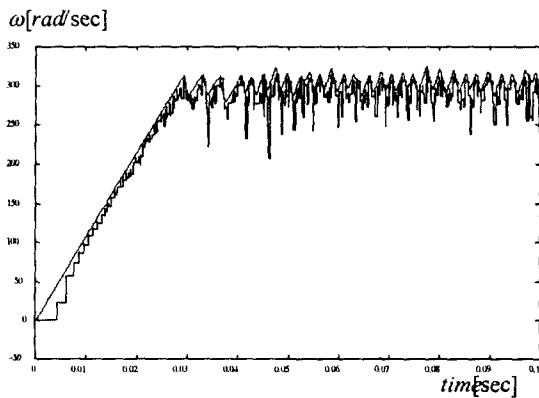


그림 5.1 실제 및 홀 센서의 속도 응답 파형  
Fig. 5.1 Speed response waveforms of actual & Hall sensor

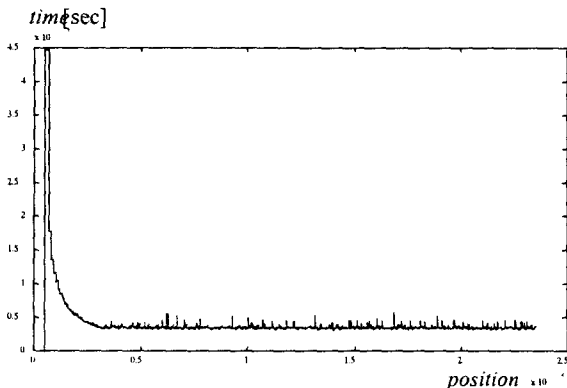
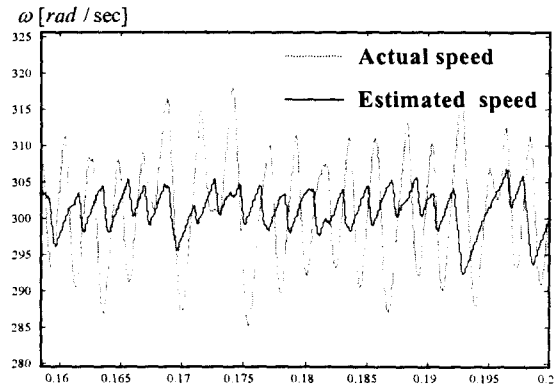
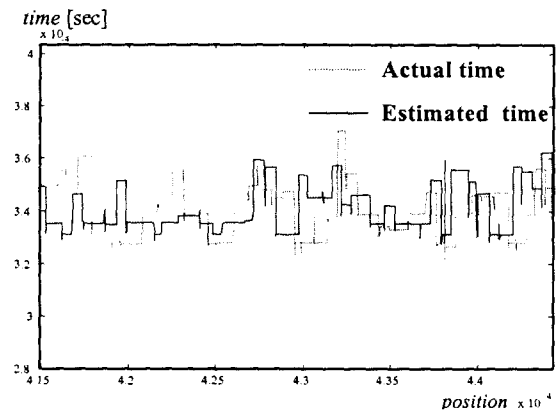


그림 5.2 위치에 대한 시간 응답 파형  
Fig. 5.2 Position and time waveforms

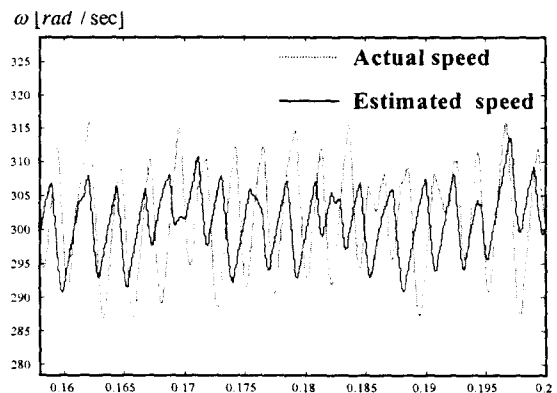


(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms

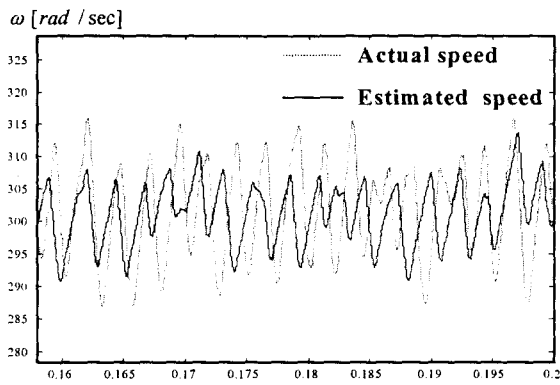


(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms

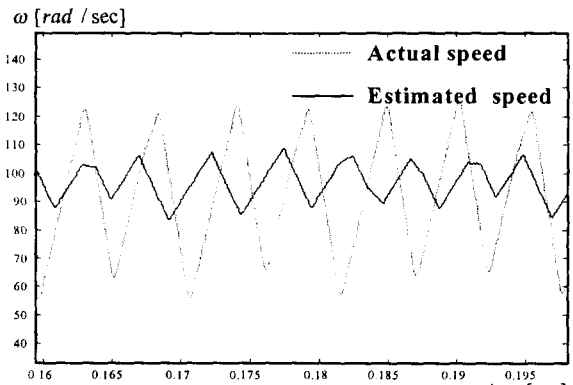
그림 5.3 실제 및 추정 속도에 대한 파형 ( 300[rad/sec] )  
계수값=[ -2/3 1/3 4/3]<sup>T</sup>  
Fig. 5.3 Actual & estimated waveforms (300[rad/sec])  
coefficients=[-2/3 1/3 4/3]<sup>T</sup>



(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms



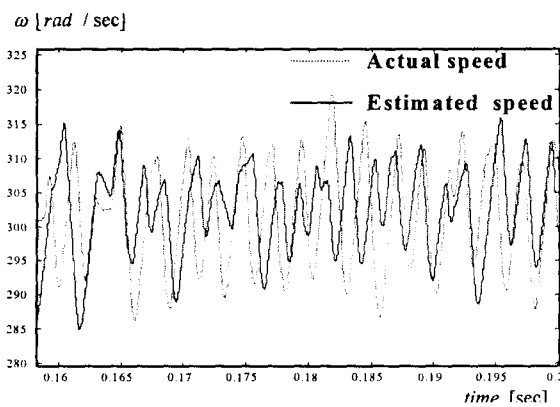
(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms



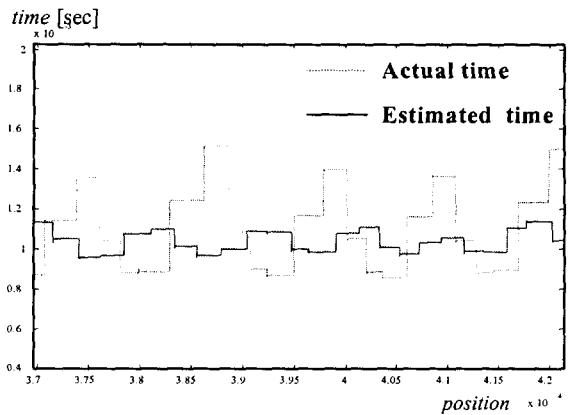
(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms

그림 5.4 실제 및 추정 속도에 대한 파형 ( 300[rad/sec] )  
계수값=[ 1 -3 3]'

Fig. 5.4 Actual & estimated waveforms (300[rad/sec])  
coefficients=[1 -3 3]'



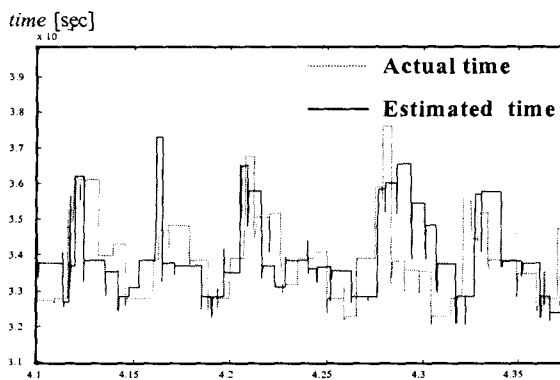
(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms



(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms

그림 5.6 실제 및 추정 속도에 대한 파형 ( 100[rad/sec] )  
계수값=[ -2/3 1/3 4/3]'

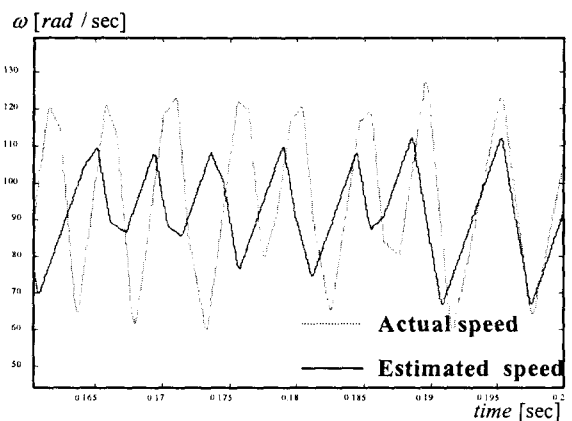
Fig. 5.6 Actual & estimated waveforms (100[rad/sec])  
coefficients=[-2/3 1/3 4/3]'



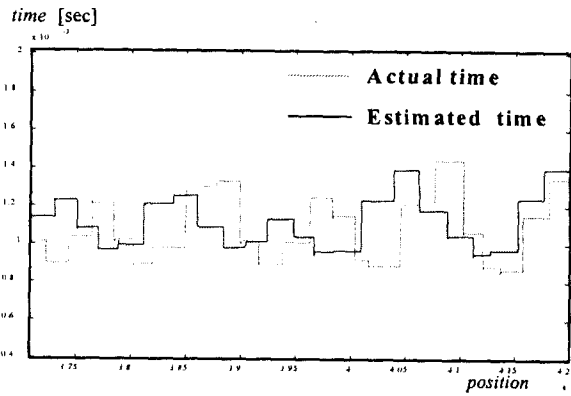
(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms

그림 5.5 실제 및 추정 속도에 대한 파형 ( 300[rad/sec] )  
계수값=[ 3/4 -5/4 -3/4 9/4]'

Fig. 5.5 Actual & estimated waveforms (300[rad/sec])  
coefficients=[3/4 -5/4 -3/4 9/4]'



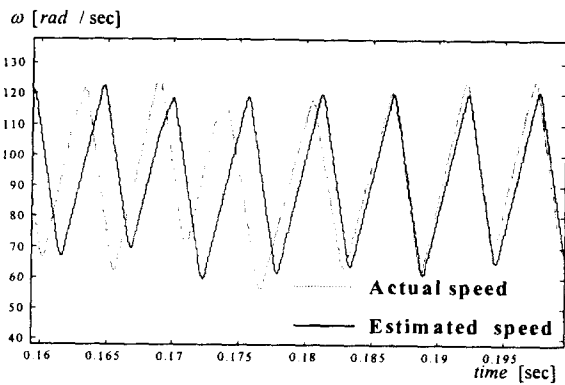
(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms



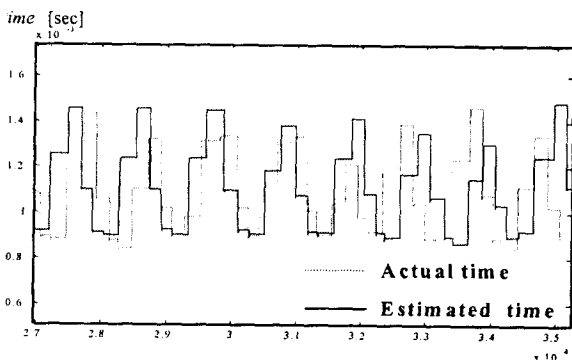
(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms

그림 5.7 실제 및 추정 속도에 대한 파형 (100[rad/sec])  
계수값=[ 1 -3 3]'

Fig. 5.7 Actual & estimated waveforms (100[rad/sec])  
coefficients=[ 1 -3 3]'



(a) 속도 파형  
(a) Speed waveforms



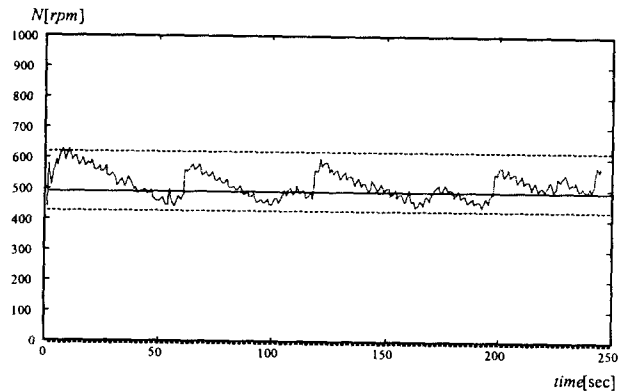
(b) 시간 파형  
(b) Time waveforms

그림 5.8 실제 및 추정 속도에 대한 파형 (100[rad/sec])  
계수값=[ 3/4 -5/4 -3/4 9/4]'

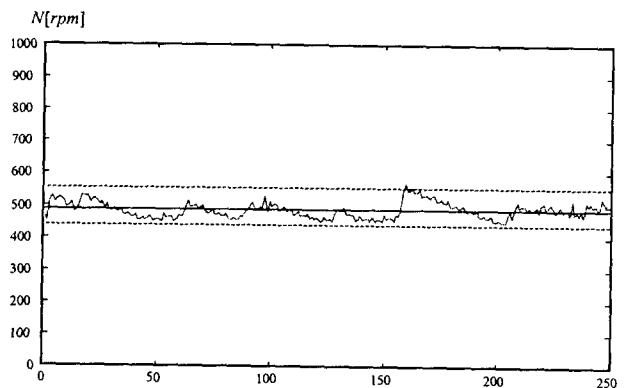
Fig. 5.8 Actual & estimated waveforms (100[rad/sec])  
coefficients=[ 4/3 -5/4 -3/4 9/4]'

## 5.2 실험 결과

모의실험을 통하여 고속1,000[rpm] 시에 가장 좋은 성능을 나타내는 계수값 [-2/3 1/3 4/3]과 저속 500[rpm]에서의 계수값 [-2/3 1/3 4/2]를 선정하여 본 논문에서 제안하는 속도 관측자를 사용하였을 경우와 사용하지 않았을 때를 실제 실험을 통하여 성능을 비교, 검증하였다. 실험 결과에서 알 수 있듯이 그림 5.9는 제안한 관측자를 사용하지 않았을 경우 440 ~ 620[rpm]으로 변동이 심하게 되고 있는 반면, 관측자를 사용하고 있는 경우 450 ~ 580[rpm]으로 운전되고 있음을 알 수 있다. 따라서 제안한 관측자를 사용할 경우 안정되게 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 그림 5.10은 고속 1,000[rpm] 시에 제안한 관측자를 사용하지 않는 경우 760 ~ 1260[rpm]으로 변동하며 운전하고 있는 반면, 관측자를 사용할 경우 800 ~ 1280[rpm]으로 약간 양호한 성능을 보이고 있음 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 속도 관측자는 고속보다는 저속에서 훨씬 좋은 성능을 보임을 실험을 통하여 알 수 있었다.

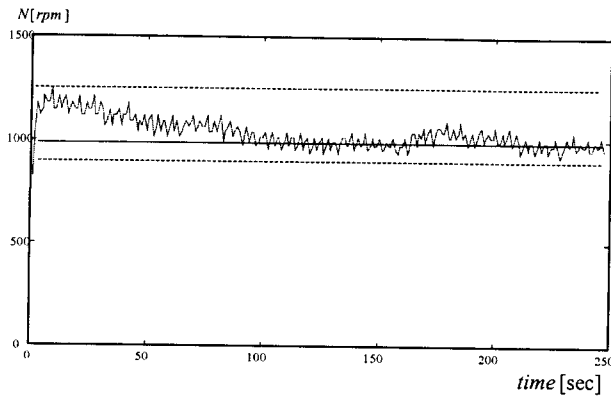


(a) 제안한 관측자를 사용하지 않을 경우  
(a) without observer

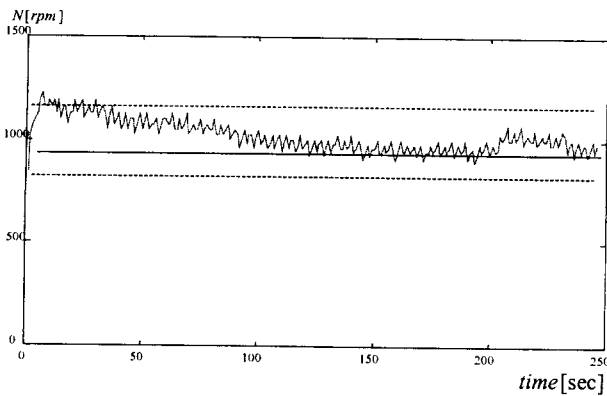


(b) 제안한 관측자를 사용할 경우 [-2/3 1/3 4/2]  
(b) with proposed observer

그림 5.9 속도응답에 대한 실험결과 파형 (500[rpm])  
Fig. 5.9 Experimental results of speed responses (500[rpm])



(a) 제안한 관측자를 사용하지 않을 경우  
(a) without observer



(b) 제안한 관측자를 사용할 경우 [-3/2 1/3 4/3]  
(b) with proposed observer

그림 5.10 속도응답에 대한 실험결과 파형 (1,000[rpm])  
Fig. 5.10 Experimental results of speed responses (1,000[rpm])

6. 결 론

본 논문은 BLDC 모터의 속도 관측자를 제안하였으며, 이를 통하여 추정 오차를 감소시켜 강인한 제어를 구현할 수 있다. 제안한 속도 관측자는 분해능이 낮은 기존의 홀 센서로부터의 신호를 least square curve fitting 알고리즘을 이용하여 극복하였다. 따라서 별도로 센서를 사용하지 않고 저가격으로 구현할 수 있다. 또한 알고리즘은 계산이 간단하여 저가격의 8 비트 마이크로 프로세서로 구현하였다. 그리고 홀 센서의 신호만을 사용하기 때문에 시스템의 파라미터 변화에 영향을 받지 않으므로 강인한 제어를 할 수 있다. 모의 실험 및 실제 실험을 통하여 제안한 속도 관측자가 오차를 감소시킴과 더불어 성능을 향상시키는 결과를 얻었다.

감사의 글

본 논문은 1999년도 인하대학교 교내 연구비 및 1999년도 한국 과학재단지원 제어계측 신기술 연구센터 연구비에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] R.Wu and G. R. Slemon, "A Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive Without a Shaft Sensor", IEEE Trans. on industrial Application, Vol.28, pp.144-150, Jan./Feb. 1992
- [2] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda. "Sinusoidal Current Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motor with Low Resolution Position Sensor", Proceeding 1996 IEEE IAS Annual Meeting, pp. 9-13, Oct. 1996.
- [3] T.J.E. Miller. "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives" CLARENDON PRESS. OXFORD. 1989
- [4] R. H. Brown, S. C. Schneider, and M. G Mulligan, "Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete position Versus Time Data, "IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 39, no. 1, pp. 11-19 February 1992.
- [5] J. Tal, "Velocity Decoding in Digital Control System," Proceeding: Ninth Annual Symposium on Incremental Motion Control System and Devices, June 1980, pp.195-203
- [6] J. R. Hendershot JR, TJE Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors" CLARENDON PRESS. OXFORD. 1994

저 자 소 개



신 두 진 (申 杜 眞)  
1989년 인하대 공대 전기공학과 졸업.  
1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
1990년~1998년 LG전자 선임연구원. 1998년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정  
Tel : 032-860-7394, Fax : 032-864-6442  
E-mail : djshin@inhavision.inha.ac.kr



허 옥 열 (許 旭 烈)  
1951년 12월 31일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1985년~1986년 미국 일리노이대 방문교수. 1981년~현재 인하대 전자전기컴퓨터 공학부 교수  
Tel : 032-860-7394 , Fax : 032-864-6442  
E-mail : uyhuh@inha.ac.kr