

브러시리스 직류전동기의 정속도 운전을 위한 디지털 PI제어

김현수\*, 백수현\*, 김 옹\*, 맹인재\*, 김일남\*\*  
 \*동국대학교 전기공학과, \*\*동서울대학 전기과

Digital PI Control for Constant Speed Driving of Brushless DC Motor

Hyun-Soo Kim\*, Soo-Hyun Baek\*, Yong Kim\*, In-Jae Maeng\*, Il-Nam Kim\*\*  
 \*Dongguk University, \*\*East Seoul College

**Abstract** - This paper presents a study of the performance of a brushless DC motor (BLDCM) speed control system. Recently, most motor controls are implemented in digital electronics. Digital controllers tend to be more accurate, less susceptible to noise and more flexible in terms of programming. The system used a digital PI controller in order to implement the constant speed of Brushless DC motor. Microprocessor used in this experiment is 80c196kc. The applied motor has been constructed using a 50W, 150V, 3000rpm, four-pole motor.

적용된 BLDCM의 전압방정식은 식(1)로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)을 간략히 표현하면 식(2)와 같다.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + K_E \cdot \omega_r \quad (2)$$

- 여기서,  $v_a, v_b, v_c$  : a, b, c상 전압
- $i_a, i_b, i_c$  : a, b, c상 전류
- $e_a, e_b, e_c$  : 상당 역기전력
- $R = R_a = R_b = R_c$  : 상당저항
- $L = L_a = L_b = L_c$  : 상당 누설 인덕턴스
- $L_0$  : 자기 인덕턴스
- $M$  : 상호 인덕턴스
- $i$  : 전기자 전류
- $K_E$  : 역기전력 상수
- $K_T$  : 토크 상수
- $\omega_r$  : 회전 각속도

발생토크  $T_e$ 는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} = K_T \cdot i \quad (3)$$

모터의 운동방정식은 식(4)와 같이 표현된다.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{(T_e - T_l - T_f + D \cdot \omega_r)}{J_m} \quad (4)$$

따라서 토크식은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = J_m \frac{d}{dt} \omega_r + D \cdot \omega_r + T_l + T_f \quad (5)$$

- 여기서,  $J_m$  : 회전자의 관성모멘트
- $D$  : 점성마찰계수
- $T_l$  : 부하토크
- $T_f$  : 마찰토크

전동기의 전달함수는 전동기에 공급하는 전압과 전동기 속도의 관계로부터 구할 수 있으며 식(2)를 라플라스 변환하면 식(6)과 같다.

$$V = (Ls + R)I + K_E \cdot \omega_r \quad (6)$$

식(6)을 식(3)의 우변에 대하여 전개하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{(V - K_E \cdot \omega_r)K_T}{(Ls + R)} \quad (7)$$

마찰토크  $T_f$ 와 부하토크  $T_l$ 이 모터의 전달함수에 영향을 미치지 않는다면 0으로 설정할 수 있고 식(5)는 다음과 같이 라플라스 변환된다.

$$T_e = (J_m s + D) \cdot \omega_r \quad (8)$$

식(7)과(8)을 합성하면 전동기 전달함수는 식(9)와 같다.

$$G_P(s) = \frac{\omega_r(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{[(Ls + R)(J_m s + D) + K_E K_T]} \quad (9)$$

1. 서 론

최근 브러시리스 직류전동기(BLDCM)는 로봇틱스, 항공우주학, 수치제어 공작기계, 전기추진 등과 같은 Motion Control을 위한 액츄에이터로서 널리 사용되어 왔다[1]. 또한 BLDCM은 브러시용 DC전동기에 비해 정류자가 없으므로 소음이 작고, 회전자의 관성이 적으며 유도전동기나 영구자석 동기전동기에 비해 토크 대 관성비 즉 전력밀도가 크고, 효율이 높으며 전력제어용 소자의 정격이 작아도 되는 장점이 있다.

현재 대부분의 전동기 제어는 디지털제어에 의해 수행되고 있는 경향이다. 디지털 제어는 아날로그제어에 비해 노이즈에 대해 덜 민감하고 적분회로 등에 의한 속도의 오차성분을 억제할 수 있으며, 가격 등을 낮출 수 있는 잇점이 있다[2].

따라서 본 논문에서는 이와같은 장점을 지닌 디지털 PI제어기법을 이용하여 BLDCM의 정속도 제어를 실현하였다. 본 연구에서 적용한 모터는 50W급이며 PWM 발생부, PI제어회로, 카운터, 비교기는 모두 80c196kc가 처리하도록 구성하였다.

2. BLDCM의 수학적 모델

BLDCM은 브러시용 DC전동기와는 달리 회전계자형으로 구성되어 있다. 계자권선 대신 영구자석을 사용하므로 정류시에 브러시를 사용하지 않고 전력용 반도체소자와 자극 위치센서를 이용하며 등가회로는 다음과 같다.

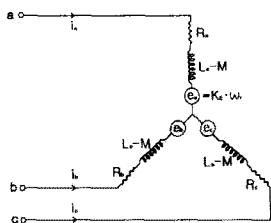


그림 1. BLDCM의 등가회로

### 3. 디지털 PI제어

연속치계의 제어계통 설계에 있어서 가장 널리 쓰이고 있는 제어방식은 PID제어 방식이다. 여기서 미분계는 잘 활용하면 안정도에 기여하고, 예측기능이 있어 응답속도를 빠르게 할 수 있다는 장점이 있지만, 시스템에 잡음성분이 있을 때 미분값이 커지게 되어 제어입력에 나쁜 영향을 미치는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 연구에서는 PI제어방식을 사용한다. 그림2는 오차신호에 의해 동작하는 연속치계 PI제어의 블록도이다.

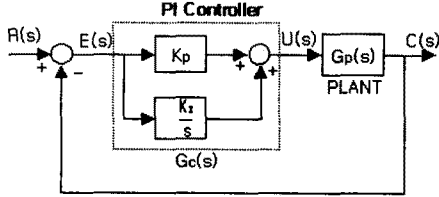


그림 2. PI 제어 시스템

그림2의 전체 시스템 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s) \cdot G_P(s)}{1 + G_C(s) \cdot G_P(s)} \quad (10)$$

전동기의 전달함수 식(9)를 Z변환하면 식(11)과 같다.

$$G_P(z) = Z \left[ \frac{G_P(s)}{s} \right] (1 - z^{-1}) \quad (11)$$

또한 PI제어기의 전달함수는

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (12)$$

로 표현되며 적분 제어항은 정상상태오차를 개선하는데 영향을 미친다. 오차신호  $e(t)$ 에 의해 동작하는 연속치계 PI제어 시스템의 방정식은 다음과 같다.

$$u(t) = K \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (13)$$

여기서,  $u(t)$  : 제어기 출력  
 $K$  : 이득상수  
 $e(t)$  = 기준속도 ( $\omega_{ref}$ ) - 현재속도 ( $\omega(t)$ ) : 오차  
 $T_i$  : 적분시간  
 $T$  : 샘플링 주기

사다리꼴 적분방법을 이용하여 식(13)으로부터 식(14)와 같은 이산치형 PI 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$u(KT) = K \left[ e(KT) + \frac{T}{T_i} \sum_{h=1}^K \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} \right] \quad (14)$$

식(12)를 Z변환하면 다음과 같은 이산치형 PI 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_P + K_I \frac{z}{z-1} \quad (15)$$

여기서,  $K_P = K$

$$K_I = K \frac{T}{T_i}$$

식(14)로부터 프로그램하기에 적당한 순환형 PI 알고리즘을 유도하면 식(16)과 같다.

$$X(KT) = \omega_m T - \frac{T}{2} (\omega(KT) + \omega((K-1)T)) + X((K-1)T) \quad (16)$$

$$u(KT) = K_P \cdot e(KT) + K_I \cdot X(KT) \quad (17)$$

단,  $K = 0, 1, 2, 3, \dots$

최적의 PI 계수를 산출하기 위해서는 플랜트의 정확한

파라미터를 알아야 하나 플랜트 자체의 정확한 동작특성이 파악될 수 없기 때문에 이들 이득값들은 실험적으로 결정해야만 한다. 본 논문에서는 이들 계수산출을 위해서 Ziegler-Nichols의 계수조정법을 이용하였다. Ziegler-Nichols의 계수조정법은 계단응답곡선을 이용하는 것으로서 먼저 주어진 플랜트에 단위계단 입력을 넣은 후 그 출력응답을 구하고, 이 단위계단 응답곡선으로부터 어떤 특성계수를 구하여 PI 계수를 선정한다. 이와 같은 과정을 통하여 식(18)과 같이  $K_P$ ,  $K_I$ 를 산출하였다. 여기서 Sampling time은 10ms으로 설정하였다.

$$K_P = 9.9, \quad K_I = \frac{K_P}{7} \quad (18)$$

그림3은 본 논문에서 실행한 PI제어기의 순서도이고 그림4는 전체시스템에 대한 구성도이다.

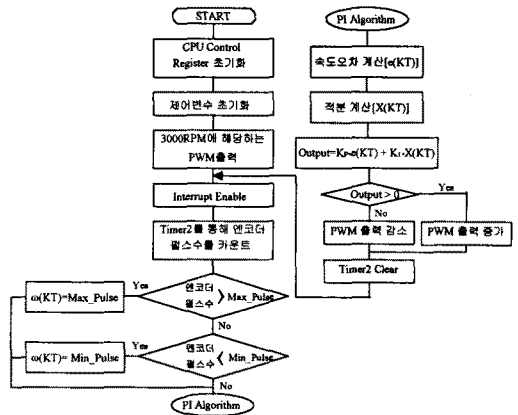


그림 3. PI제어 알고리즘

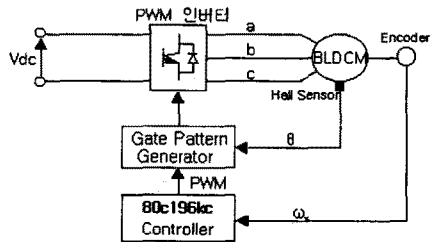


그림 4. 전체시스템의 구성도

### 4. 시뮬레이션 및 실험결과

본 연구에서 사용한 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 전동기의 파라미터

파라미터	값
관성모멘트 ( $J_m$ )	$1.8 \times 10^{-3}$ [ $Kg m^2$ ]
선간 인덕턴스 ( $R$ )	3 [ $\Omega$ ]
선간 저항 ( $L$ )	10 [ $mH$ ]
역기전력 상수 ( $K_E$ )	0.14 [ $Vs/rad$ ]
토크 상수 ( $K_T$ )	0.14 [ $Nm/A$ ]

시뮬레이션을 통한 전체 시스템의 페루프 전달함수에 대한 스텝응답은 그림 5와 같다.

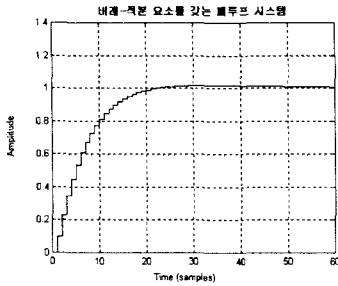
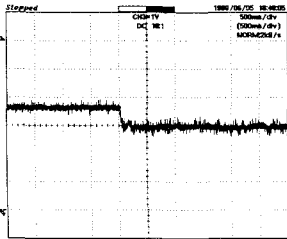


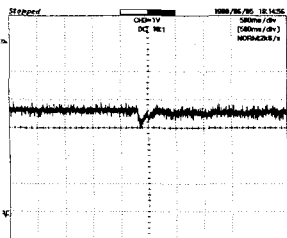
그림 5. PI제어 시스템의 스텝응답

50W BLDCM의 정속도 운전을 하기 위해서는 Hall Sensor만으로도 실행가능하나 Hall Sensor를 이용하면 분해능이 6ppr로 본 논문에서 수행하고자 하는 정속도 3000[rpm] 운전시 큰 오차가 발생하는 것을 알 수 있었다. 이를 1000ppr의 분해능을 가진 Encoder를 부착하므로써 오차가 매우 감소하였다. 또한 80c196kc내의 Software Timer를 이용하여 10ms마다 인터럽트가 발생하도록 하였으며 Timer2로 Encoder의 펄스수를 카운트한 뒤 비교 및 연산을 CPU내에서 수행하여 PWM출력을 Gate Pattern Generator에 공급한다.

보통 속도지령명령을 외부에서 A/D컨버터를 통해서 인가하나 본 연구에서는 실험 data를 분석하여 각 rpm에서의 duty비와 Encoder의 펄스수를 구하였고 프로그램내에서 직접 속도 지령치를 주고 있다. 이렇게 하므로써 A/D컨버터로 인한 지연시간을 줄일 수 있고 더욱 간단한 회로를 구성할 수 있었다.



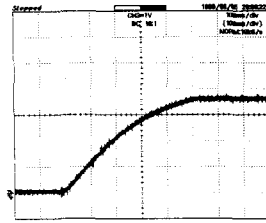
(a) PI제어를 적용하지 않은 경우



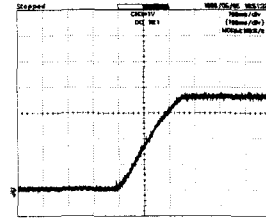
(b) PI제어를 적용한 경우  
그림 6. 부하 인가시 속도 특성 파형

그림6(a)와 (b)는 3000[rpm]으로 정상 운전중에 0.55[kgcm]의 부하를 인가했을때 속도의 응답특성 결과이다. PI제어를 적용하지 않은 경우 경부하 운전중 갑자기 큰 부하가 걸리면 그림6(a)와 같이 속도가 떨어진 상태를 유지하면서 운전하지만 PI제어를 적용한 경우에는 그림6(b)와 같이 빠른 시간 내에 원래의 속도로 추종해 감을 볼 수 있다. 본 실험에서는 10ms마다 속도

를 계산해서 그때마다 최적의 duty를 출력하므로 부하 급변시 빠른 시간내에 정속도를 실행 할 수 있었다.



(a) PI제어를 적용하지 않은 경우



(b) PI제어를 적용한 경우  
그림 7. 속도 응답 파형

그림7(a)와 (b)는 PI제어를 적용하지 않은 경우와 적용한 경우의 기동시로부터 정상상태까지의 속도 응답 결과이다. PI제어를 적용하지 않은 경우 3000[rpm]에 도달하는데 약 500[ms]가 소요되지만 PI제어를 적용한 경우는 약 250[ms]후 정상치에 도달함을 알 수 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 BLDCM의 디지털 PI제어기법을 이용하여 정속도 운전을 실행하였다. 제안한 제어기를 이용하여 부하급변시에도 원하는 지령속도로 안정하면서 빠른 시간 내에 도달하는 것을 실험을 통하여 확인할 수 있었다. 또한 본 실험에서 사용한 부하보다 더 작은 부하에서는 더욱 현저히 좋은 반응을 보이는 것을 확인했다. 그러나 너무 큰 부하가 걸렸을 때는 전동기가 정지하면서 구동회로에 영향을 주는 것을 볼 수 있었기 때문에 이에 대한 보호회로의 필요성이 요구된다.

### [참고 문헌]

- (1) Neyram Hemati, "A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors", IEEE Trans on Industry Applications, Vol.28, No. 1, pp.172-180, 1992.
- (2) J.R. Hendershot JR & TJE Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors", Magna Physics Publishing, 1994.
- (3) P. Pillay & R. Krishman, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No. 4, pp.537-541, 1988.
- (4) A. B. Corripio, C. L. Smith "Evaluating Digital PI and PID Controller Performance", Instruments and Control Systems, pp. 55-57, July, 1973.
- (5) K. J. Aström, T. Hägglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, 1988
- (6) Benjamin C. Kuo, "Digital Control Systems", International Edition, 1992