

# 브러시리스 직류전동기의 정속도 운전을 위한 디지털 PI제어

論 文  
49B-6-4

## The Digital PI Control for Driving Constant Speed of Brushless DC Motor

尹 信 容\* · 金 炫 秀\*\* · 金 龍\*\*\* · 金 一 男<sup>§</sup> · 白 壽 鉉<sup>§§</sup>  
(Shin-Yong Yoon · Hyun-Soo Kim · Yong Kim · Il-Nam Kim · Soo-Hyun Baek)

**Abstrat** - This paper presents the improvement for speed characteristics of a Brushless DC Motor (BLDCM), it was applied to digital PI control for this. The practical PID control has been widely used to velocity control of DC motors. In this paper, a digital PI controller is used in order to decrease the speed error in constant velocity control of BLDCM. A TMS320C31 DSP is used for the microprocessor of digital PI control. The method using the DSP carry out the real-time control. The DSP has the rapid calculation ability and sampling time used 1ms. Driving BLDCM used 50W, motor input DC 150V and rotation speed 3000rpm. When BLDCM is to approval for discretion velocity at the acceleration and deceleration driving with any load, it was a feasible for stabilization control. Therefore, the experimental results indicate the superiority and validity of the velocity control by digital PI control.

**Key Words** : Brushless DC motor, Constant velocity control, Digital PI controller, Acceleration and deceleration control

### 1. 서 론

최근 산업의 발달에 따라 각 분야에서 서보 모터와 결합된 제어기의 개발 및 활용이 매우 두드러지고 있다. 이중 브러시리스 직류전동기(Brushless DC Motor, BLDCM)는 로봇틱스, 공장자동화기계, 사무자동화기계, 통신용 제어기기 등의 Motion Control을 위한 액츄에이터로서 널리 사용되고 있다[1].

BLDC 전동기는 브러시용 DC전동기에 비해 브러시와 정류자가 없으므로 소음이 작고, 고효율, 단위 전류당 고 토크, 간결한 구동방식 등의 장점을 지니고 있다. 일반적으로 영구자석형 동기전동기는 역기전력의 형태에 따라 역기전력이 정현파인 영구자석형 전동기와 제형파 (trapezoidal waveform)인 브러시리스 직류전동기의 두 가지 형태로 분류한다. 영구자석형 전동기는 역기전력이 정현파이기 때문에 일정한 토크를 발생하기 위해서는 정현파 전류를 인가하여야 한다. 따라서 전동기 구동시 회전자의 절대위치를 검출해야 하므로 제어가 어렵고 시스템이 복잡하다는 단점을 가진다. 반면에 브러시리스 직류전동기는 역기전력이 제형파이므로 회전자의 위치검출을 전기각으로 60° 마다 검출하면 되므로 제어가 간단하다는 특징을 지니고 있다[2,3].

본 연구에서는 브러시리스 전동기를 실험모델로 정하여 six step 120° 도통 방식을 사용하였다. 일정한 토크를 발생하기 위해서는 역기전력의 평탄한 부분에 이상적인 구형파 전류를 흘리는 것이 적합하다[4]. 일반적으로 각종 제어장치에 아직까지 가장 실용적으로 많이 사용되고 있는 제어기는 PID 제어기이다. 특히 디지털 PID 제어기는 다른 현대제어인 적응제어기, 신경회로망, 퍼지 등의 제어기에 비해서 큰 제어성능의 차이가 없으며 간소한 수식연산으로 시간절약 및 비용절감을 할 수 있다[5-7].

본 논문에서 제어루프는 아날로그제어에 비해 가격을 낮출 수 있는 디지털 PI 제어를 이용함으로써 제어오차를 보상하여 원하는 속도제어가 가능하게 구성하였다. 디지털 제어를 위한 마이크로 프로세서는 고속연산이 가능한 32비트급 DSP(TMS320C31)를 사용하였다. 속도제어를 위한 입력전압의 가변을 위하여 PWM 소프트웨어를 이용하였으며 이때 속도의 샘플링 주기는 1[ms]로 설정하였다.

따라서 본 논문에서는 디지털 PI 제어를 적용함으로써 부하의 변화에 강인한 정속 제어와 일정부하로 가, 감속시 임의의 속도변화에 대해 BLDC 전동기는 안정된 제어가 가능하도록 구성하였다. 이에 대한 타당성은 실험을 통하여 입증하고자 한다.

### 2. BLDC 전동기의 수학적 모델 및 디지털 제어

#### 2.1 BLDC 전동기의 수학적 모델

BLDC 전동기는 고정자의 3상 구동권선과 회전자의 영구자

\* 正 會 員 : 東 國 大 産 業 技 術 研 究 員 傳 任 研 究 員 · 工 博

\*\* 正 會 員 : 昌 禧 情 報 通 信 ITS 事 業 部 研 究 員

\*\*\* 正 會 員 : 東 國 大 電 氣 電 子 工 學 部 副 教 授 · 工 博

§ 正 會 員 : 東 西 京 大 學 電 氣 科 教 授

§§ 正 會 員 : 東 國 大 電 氣 電 子 工 學 部 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 1999 年 11 月 6 日

最 終 完 了 : 2000 年 3 月 22 日

식 계자로 구성되어 있으며 이에 대한 등가회로는 그림 1과 같다[1,4,7].

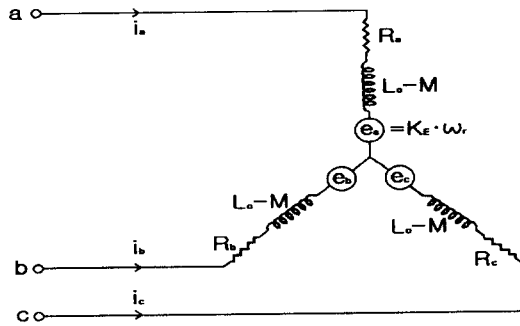


그림 1 BLDC 전동기의 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of BLDC motor

BLDC 전동기의 제어를 위한 전압, 전류, 토크의 모델링 관계식은 다음과 같다. 3상(a, b, c)의 전압방정식은 식(1)과 같이 표현된다.

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

이 때 역기전력의 관계는 식(2)와 같다.

$$E = K_E \cdot \omega_r [V] \quad (2)$$

여기서,  $e_a, e_b, e_c$  : a, b, c상 역기전력

$v_a, v_b, v_c$  : a, b, c상 전압

$i_a, i_b, i_c$  : a, b, c상 전류

$R = R_a = R_b = R_c$  : 상당저항

$L = L_0 - M$  : 상당 누설 인덕턴스

$L_0$  : 자기 인덕턴스

$M$  : 상호 인덕턴스

$K_E$  : 역기전력 상수

$\omega_r$  : 회전 각속도 [rad/sec]

식(1)을 간략히 표현하면 식(3)과 같다.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (3)$$

발생토크  $T_e$ 는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} = K_T \cdot i \quad (4)$$

여기서,  $i$  : 전기자 전류

$K_T$  : 토크 상수

즉 전기적인 발생토크  $T_e$ 는 전류에 비례한다.

부하, 마찰, 점성 및 관성모멘트를 고려한 기계적인 동적인 식은 식 (5)와 같다.

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

여기서,  $J_m$  : 회전자의 관성모멘트

$D$  : 점성마찰계수

$T_L$  : 부하토크

$T_f$  : 마찰토크

전동기의 전달함수는 공급전압과 속도의 관계로부터 구할 수 있으며 식(3)을 라플라스 변환하면 식(6)과 같다.

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

식(6)을 식(4)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 전동기의 전달함수에 영향을 무시하면 식 (5)는 다음과 같이 라플라스 변환으로 간소화된다.

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

식(7)과 식(8)을 합성한 전동기의 전달함수는 식(9)와 같다[2].

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

## 2.2 디지털 PI제어

연속치계의 제어기로서 일반적으로 많이 사용하고 제어방식은 PID 제어기이다. 여기서 미분제어기는 잘 활용하면 안정도에 기여하고, 예측기능이 있어 응답속도를 빠르게 할 수 있다는 장점이 있지만, 외란 및 노이즈에 민감하다. 따라서 본 논문에서는 노이즈에 둔감하고 부하에 강인하며 정상상태의 오차를 줄이는 PI 제어기를 이용한다. 그림 2는 연속치계 PI 제어기의 블록도를 나타낸다.

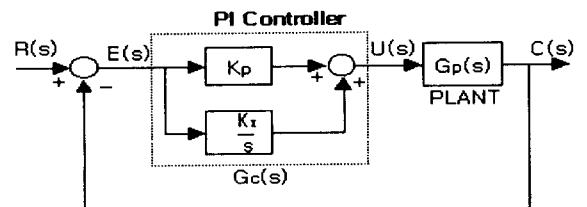


그림 2 PI 제어 시스템의 블록선도

Fig. 2 Block diagram of PI control system

그림 2에 대한 전체 시스템의 전달함수는 다음과 같다.

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

시스템의 원하는 최적제어를 위해서는 일반적으로 페루프 제어를 많이 사용하고 있다. 페루프 제어에는 여러 종류의 제어 알고리즘들이 적용되고 있지만 본 논문에서는 실제적으로 각종 시스템에 널리 이용되고 있는 PI 제어기를 이용한다. 이때 디지털제어를 위해서는 아날로그 PI 제어기를 이산화 형태로 변환하여야 한다.

전동기의 전달함수는 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 PI 제어기의 전달함수는 식(12)로 표현할 수 있다.

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

여기서 적분항은 정상상태 오차를 개선하는데 큰 영향을 미친다. 오차신호 e(t)에 의해 동작하는 연속치계 PI제어기의 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

T<sub>i</sub> : 적분시간

T : 샘플링 주기

원하는 전동기의 회전속도 즉 기준속도를 ω<sub>ref</sub>, 임의의 시간 t에서의 실제 회전속도를 ω(t)라 하면 오차 e(t)는 다음과 같이 표현된다.

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega(t) \quad (14)$$

사다리꼴 적분법 (Rectangular Integration) 을 이용하여 식(13)으로부터 식(15)와 같은 이산치형 PI 알고리즘을 얻을 수 있다. t 를 K번째의 샘플링이라고 하면 t = KT 가 되어 u(t)는 u(KT)로 나타낼 수 있다.

$$u(KT) = K \left[ e(KT) + \frac{T}{T_i} \sum_{h=1}^k \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} \right] \quad (15)$$

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

$$G_C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_P + K_I \frac{z}{z-1} \quad (16)$$

여기서, K<sub>P</sub> = K

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

식(17)로부터 프로그램하기에 적합한 순환형 PI 알고리즘으로 유도하면 식(17)과 같다.

$$X(KT) = \omega_{ref}T + \frac{T}{2} \{ \omega(KT) - \omega((K-1)T) \} \quad (17)$$

$$u(KT) = K_P \cdot e(KT) + K_I \cdot X(KT) \quad (18)$$

단, K = 0, 1, 2, 3, ………

이런 수식으로부터 시스템의 안정된 제어를 위해서는 시스템의 계수와 샘플링 주기를 적절히 선택해야 한다. 여기서 샘플링 시간 (Sampling time)은 1[ms]로 설정하였다. 디지털 PI 계수조정법은 Ziegler-Nichols방법을 이용하여 산출한다. 그림 2의 디지털 PI 제어 시스템의 구성도는 그림 3과 같다.

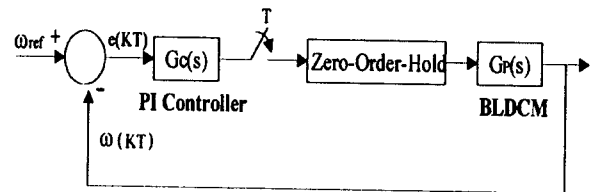


그림 3 디지털 PI 제어 시스템의 구성도

Fig. 3 Construction of digital PI control system

그림 4는 본 연구에서 구성한 디지털 PI 제어 알고리즘의 순서도이다. 본 알고리즘의 프로그램 실행은 1[ms]마다 PI제어를 실현하고 3[ms]마다 PI제어를 보상하도록 구성하였다.

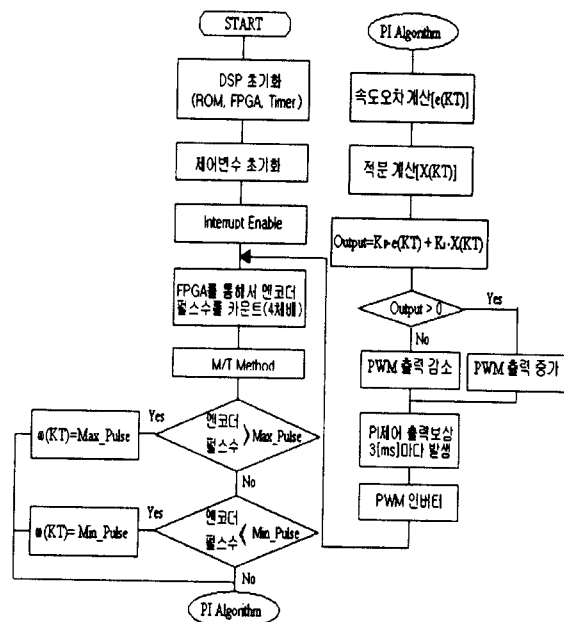


그림 4 PI 제어 알고리즘의 순서도

Fig. 4 Flowchart of PI control algorithm

그림 5는 BLDC 전동기의 전체시스템 구성도이다. 적용한 DSP보드의 FPGA (Field Programmable Gate Array)는 PWM부, 엔코더부, I/O포트가 내장되어 있다. BLDC 전동기를 운전하기 위해서는 회전자의 위치 및 상 여자 검출은 홀 센서를 통해서 회전자의 위치를 입력받아 Gate Pattern Generator로 제공하였으며 속도제어를 위해서는 고 분해능 1000펄스 엔코더를 이용하였다. 또한 전류의 검출은 전류센서를 적용하였다.

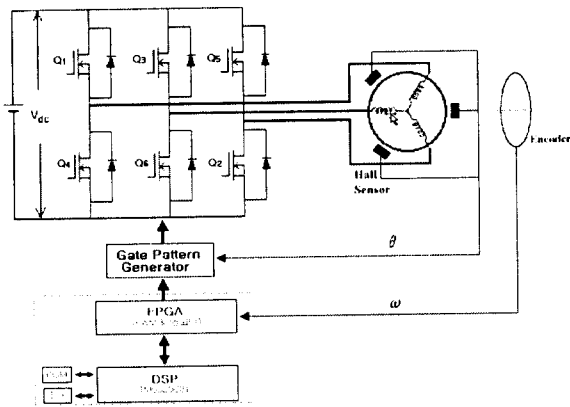


그림 5 전체시스템의 구성도  
Fig. 5 Construction of total system

속도의 피드백 신호는 DSP 보드내 FPGA의 엔코더부에 의해서 검출된 회전수를 4체배 한 뒤 프로세서 내에서 PI제어 연산을 수행한 후 FPGA의 PWM를 통해 BLDCM를 속도제어 하도록 구성한다.

3. 실험 및 고찰

본 장은 앞장의 이론에 의해 얻은 실험결과와의 비교, 검토이며 먼저 전동기 사양은 표 1과 같다.

표 1 전동기의 사양  
Table 1 Specification of motor

기호	수치 [단위]
관성모멘트 ( $J_m$ )	$1.8 \times 10^{-3} [Kg \cdot m^2]$
저항 ( $R$ )	$3 [\Omega]$
인덕턴스 ( $L$ )	$10 [mH]$
역기전력 상수 ( $K_E$ )	$0.14 [V \cdot s/rad]$
토크 상수 ( $K_T$ )	$0.14 [Nm/A]$
출력 ( $p$ )	$50 [W]$
회전수 ( $\omega$ )	$3000 [rpm]$

정격출력 50[W]인 BLDC 전동기의 정 속도 운전은 홀 센서 만으로도 실행가능하나 홀 센서를 이용하면 분해능이 6[ppr]로 본 연구에서 수행하고자 하는 정 속도 3000[rpm] 운전시 속도의 큰 오차가 발생한다. 그러나 1000 펄스의 엔코더를 사용할 경우는 빠른 시간 내에 미소한 오차를 가지면서 정상 치에 도달할 수 있다.

표 2는 1000[ppr]의 분해능을 가진 엔코더로 4체배 하였을 경우 회전속도이다. 결국 1000[ppr]의 엔코더를 4000[ppr]의 엔코더로 이용하는 것과 같다. 1000[ppr] 엔코더를 사용할 경우에는 1[ms]에서 한 펄스 당 분당 회전수로 계산하면 15[rpm]밖에 되지 않는다. 또한 실험을 통해서도 빠른 시간 내에 정 속도로 제어됨을 알 수 있다.

표 2 1000[ppr] 엔코더 부착시 전동기 속도

Table 2 Motor speed with 1000[ppr] encoder

1[ms] 4체배 [ppr]	1[ms] 1체배 [ppr]	1[s] [ppr]	초당 회전수 [rps]	분당 회전수 [rpm]
196	49	49,000	49	2,940
197		49,250	49.25	2,955
198		49,500	49.50	2,970
199		49,750	49.75	2,985
200	50	50,000	50	3,000
201		50,250	50.25	3,015
202		50,500	50.50	3,030
203		50,750	50.75	3,045
204	51	51,000	51	3,060

시뮬레이션을 통한 페루프 전달함수의 스텝응답은 그림 6과 같다. 여기서 PI 제어기의 계인은 Ziegler-Nichols 방법을 적용 하였으며 이때 체동비는  $\zeta \approx 0.7$ 로 선정하여 안정된 제어기의 이득을 결정하였다. 이때  $K_P = 1.2$ ,  $K_I = 6$ 을 얻을 수 있었 으며 이로부터 그림 6과 같은 안정된 스텝응답특성을 얻을 수 있었다.

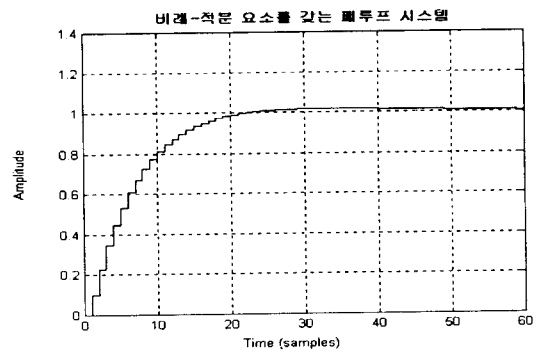
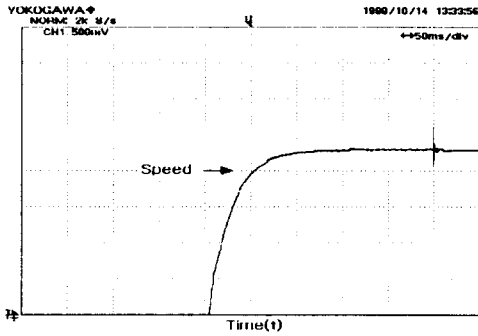


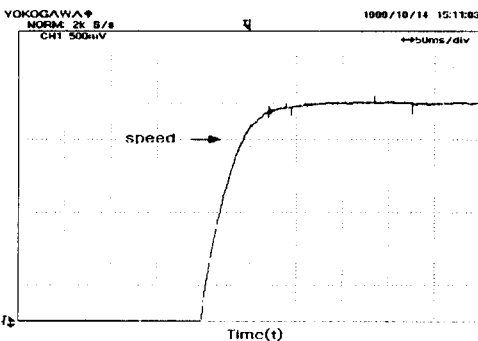
그림 6 PI 제어 시스템의 스텝응답 특성  
Fig. 6 Step response of PI control system

그림 7의 (a)와 (b)는 부하를 적용한 경우의 기동시 속도응답 특성결과이다. 본 연구에서 사용한 부하는 0.4[kg · cm]이며 회전속도는 F/V컨버터를 이용하여 구하였다. 또한 실시간으로 속도변화 및 PWM duty 비를 모니터링 할 수 있게 하였으며 ROM에 데이터를 저장하였다.

그림 7(a)에서는 PI 제어를 적용하지 않은 경우 3000[rpm]에 이르지 못하고 약 2300[rpm]에서 정상 운전하게 된다. 그러나 PI 제어를 적용한 경우는 그림 7(b)와 같이 3000[rpm]의 정상 치에 잘 도달함을 알 수 있다. 여기서 그림에서 가로축은 시간 이고 세로축은 속도특성을 나타내며 한 칸당 500[rpm]을 나타 낸다.



(a)



(b)

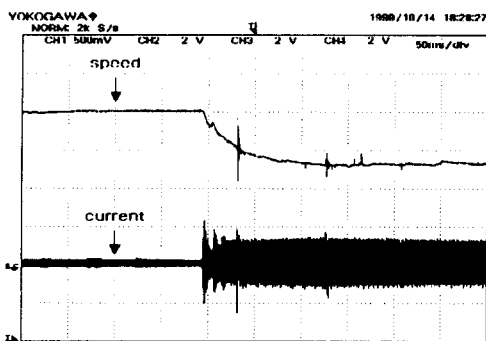
그림 7 속도의 응답 파형 (부하시)

(a) PI 제어가 없는 경우 (b) PI 제어시

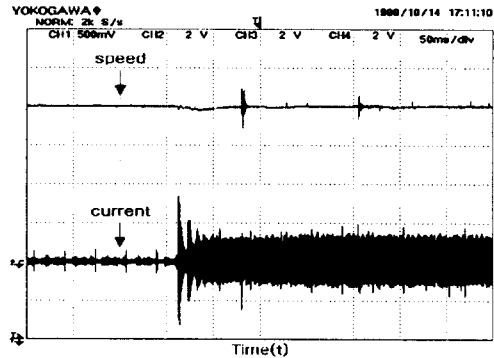
Fig. 7 Waveform response of velocity ( load )

(a) For no PI control (b) For PI control

그림 8의 (a)와 (b)는 3000[rpm]으로 무부하 운전 중에 갑자기 부하를 인가했을 경우 속도 응답과 전류 파형을 나타낸다. PI 제어를 적용하지 않고 그림 8(a)처럼 3000[rpm]에서 약 0.2[A]의 전류가 흐르고 있는 중에 갑자기 부하를 인가할 경우 속도가 약 2300[rpm]으로 떨어짐과 동시에 전류는 약 1.4[A]로 증가하고 있다. 그러나 PI제어를 적용한 경우는 그림 8(b)와 같이 부하인가에도 불구하고 안정된 3000[rpm] 속도로 정상 운전하고 있다.



(a)



(b)

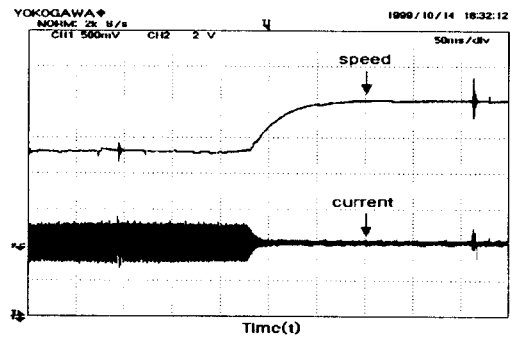
그림 8 부하 인가시 속도와 전류의 파형

(a) PI 제어가 없는 경우 (b) PI 제어시

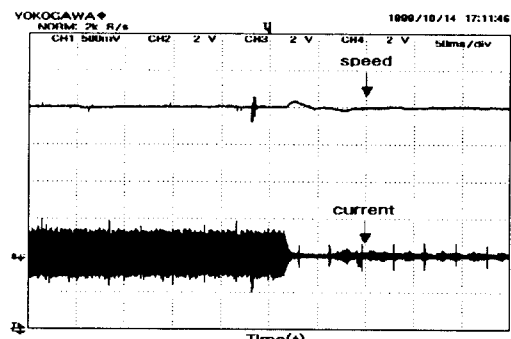
Fig. 8 Waveform of velocity and current at load approval

(a) For no PI control (b) For PI control

그림 9의 (a)와 (b)는 부하 제거시 속도응답의 결과이다. 그림 9(a)는 일정부하의 상태에서 설정 기준속도로 운전하지 못하다가 부하 제거시 기준속도에 도달하고 있다. 그림 9(b)는 부하 제거시 기준속도에 대해서 약간의 오버슈트가 발생하지만 3000[rpm]으로 안정된 정상운전이 가능함을 나타내고 있다.



(a)



(b)

그림 9 부하 제거시 속도와 전류의 파형

(a) PI 제어가 없는 경우 (b) PI 제어시

Fig. 9 Waveform of velocity and current at load exclusion

(a) For no PI control (b) For PI control

그림 10은 본 연구에서 측정된 가변 속의 속도응답 결과이다. 여기서 3000[rpm]의 운전 중 495[rpm] 가변시 그에 따른

속도변화의 파형이며 그림을 통해 알 수 있듯이 약 2500[rpm]으로 잘 추종해 가고 있다. 그 외에 15[rpm], 60[rpm], 150[rpm], 495[rpm]의 4가지 경우 속도를 변화시킬 수 있도록 구성하였다.

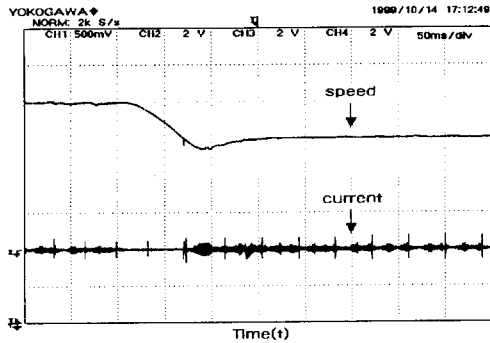
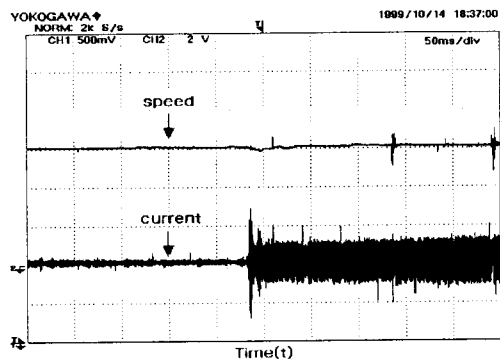
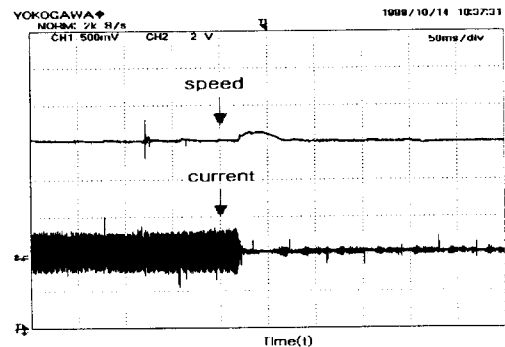


그림 10 가변속과 전류의 파형 ( 무부하시 )  
 Fig. 10 Waveform of velocity variability and current ( no load )

그림 11의 (a)는 속도 2500[rpm]의 운전중에 부하를 인가했을 때의 파형이다. 역시 3000[rpm]의 경우와 같이 본 연구에서 적용한 PI제어에 의해서 안정되게 속도제어가 가능함을 알 수 있다. 그림 11의 (b)는 속도 2500[rpm]의 운전 중 부하를 제거한 경우이다. 약간의 오버슈트가 발생하지만 역시 2500[rpm]으로 정속도 운전하게 된다.



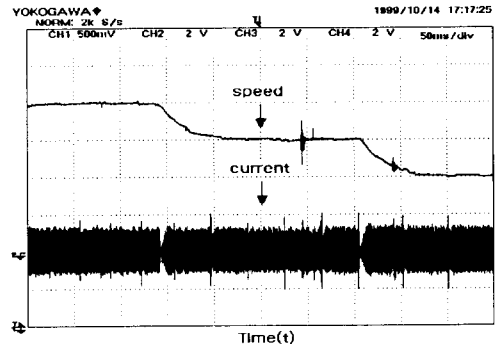
(a)



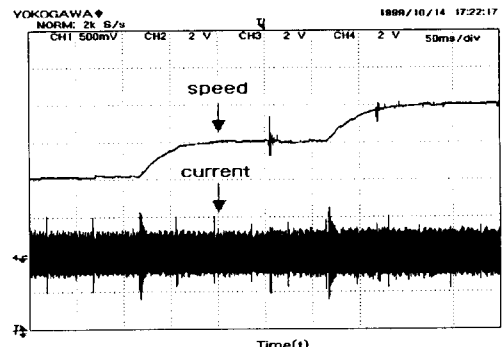
(b)

그림 11 정속도와 전류의 파형 ( 부하시 )  
 (a) PI 제어가 없는 경우 (b) PI 제어시  
 Fig. 11 Waveform of constant velocity and current ( load )  
 (a) For no PI control (b) For PI control

그림 12의 (a)와 (b)는 0.4[kg·cm]의 부하가 있는 상태에서 가, 감속 구동시 임의의 속도 495[rpm]을 두 번 인가시의 속도 특성을 나타낸 파형이다. 여기서 큰 외란 없이 가·감속제어가 안정되게 제어됨을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 12 가변속 운전과 전류의 파형 ( 부하시 )  
 (a) 3000[rpm] → 2100[rpm]로 감속시  
 (b) 2100[rpm] → 3000[rpm]로 가속시

Fig. 12 Velocity variability driving and current (load)  
 (a) 3000[rpm] → 2100[rpm] ( to accelerate )  
 (b) 2100[rpm] → 3000[rpm] ( to decrease )

그림 13은 BLDC 전동기의 고정자 3상 구동전류를 나타낸다. BLDC 전동기는 그림 13과 같이 사다리꼴 형태의 역기전력을 가지는 경우 사다리꼴 역기전력의 평탄한 부분에 구형파 전류를 흘려야하며 이에 따라 일정 토크를 발생하게 된다.

그러나 이에 대한 실험 파형은 그림 14와 같으며, 여기서 3000[rpm]으로 운전시 스위칭 절환에 의해 전류(Commutation)를 할 경우 그림 13과 같이 사다리꼴 형태의 역기전력 파형에 이상적인 구형파 전류를 흘려야 하지만 구동회로의 스위칭 절환시 인덕턴스와 역기전력 성분에 때문에 전류가 순간적으로 일어나지 않는 성분과 전류파형의 왜곡에 의한 토크 리플분과 코깅 토크분이 합해져서 모터 전체에 토크 리플이 발생할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 산업용의 각종 제어 시스템에서 실제 가장 실용적으로 사용되고 있는 디지털 PI제어기법을 이용함으로써 부하에 대해 강인한 BLDC 전동기의 정속도 운전을 실현하였다. 또한 일정부하에 대해서 설정한 기준속도 3000[rpm]을 기준으로 가, 감속시 임의의 속도를 가변하였을 경우에도 안정된 속도제어가 가능함을 알 수 있었다.

따라서 고속연산이 가능한 DSP에 의한 디지털 PI 제어기를 적용함으로써 부하의 변동에 대해서도 선정된 지령속도에 안정되게 잘 도달하도록 제어기를 구성하였으며 실험을 통하여 이에 대한 타당성을 입증하였다. 앞으로 일정한 토크제어를 위해서는 전류제어를 적용하면 더욱 우수한 제어기가 될 것으로 사료된다. 응용분야로는 직물류 공작기계 및 자동차의 윈도우브러쉬 등에 유용하게 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [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] Ahmed F.I, EI-Tobshy A.M, "P-I and I-P controllers in a closed loop for DC motor devices", Power Conversion Conference, Vol.2, pp.613-618, 1997.
- [4] D.C. Hanselman, "Brushless Permanent-Magnet Motor Design", McGraw-Hill, Inc. 1994.
- [5] P. Pillay & R. Krishman, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No. 4, pp.537-541, 1988.
- [6] K. J. Aström, T. Hägglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, 1988.
- [7] 백수현외 4인, "브러시리스 직류전동기의 정속도 운전을 위한 디지털 PI제어", 대한전기학회 하계학술대회, pp 19-21, 1999.

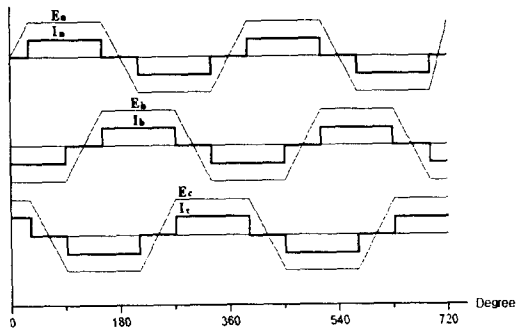


그림 13 전동기의 이상적인 구동전류  
Fig. 13 Ideal driving current of BLDCM

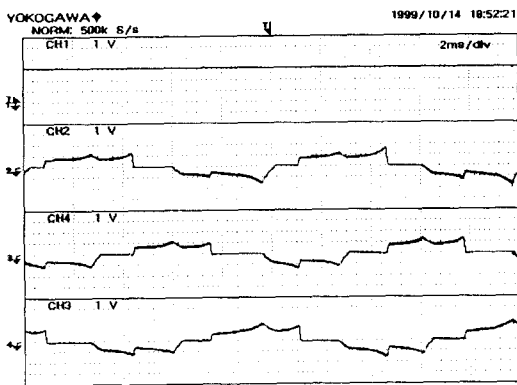


그림 14 전동기의 구동전류 파형 ( 3000[rpm] )  
Fig. 14 Driving current waveform of BLDCM ( 3000[rpm] )

그림 15는 본 연구에서 제작한 전체적인 실험장치의 시스템과 그 내부 구동시스템을 나타낸 것이다. 전동기는 영구자석형 브러시리스 직류전동기, 3상인버터 구동회로, DSP 제어회로부, 속도감출용 F/V컨버터, 전류 및 역기전력 검출용 CT, 위치감출용 1000펄스 엔코더로 구성하였다.

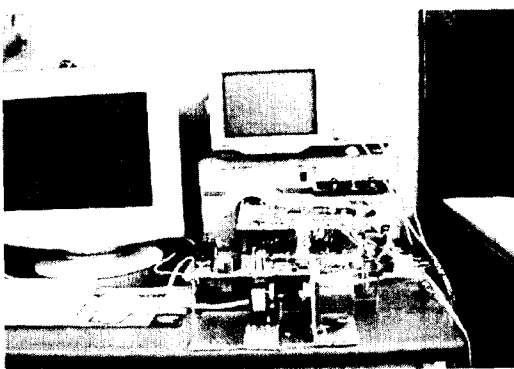


그림 15 BLDCM의 전체 구동시스템  
Fig. 15 Total driving system of BLDCM

## 저 자 소 개



윤 신 용 (尹 信 容)

1964년 9월 1일생. 1992년 서울산업대 전기공학과 졸업. 1994년 동국대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994~1997년. 전자 부품연구원 정밀기기 제어팀 연구원. 1997~1999년 8월 LG토탈시스템 기술연구소 선임연구원. 1994~현재 동서울대학 겸임교수. 1999~현재 동국대 산업기술연구원 전임연구원



김 현 수 (金 炫 秀)

1972년 9월 12일생. 1998년 목포대 전기공학과 졸업. 2000년 동국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 창흥정보통신 ITS 사업부 연구원



김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 동국대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과(공학박). 1988~1995년 대림전문대학 제어계측과 부교수. 1995~현재 동국대 전기공학과 부교수



김 일 남 (金 一 男)

1942년 12월 10일생. 1967년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동국대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1979년~현재 동서울대학 전기과 교수, 1999년~현재 대한전기학회 전문대학 분과위원장



백 수 현 (白 壽 鉉)

1947년 5월 2일생. 1972년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1977~현재 동국대 전기공학과 교수, 전기학회 평의원. 1999~현재 동국대 산업기술원 원장