

Brushless DC Motor의 제어 파라미터 추정과 안정도 향상

論 文
48B-3-6

The Parameter Estimation and Stability Improvement of the Brushless DC Motor

金 澈 珍* 任 泰 彬*
(Cherl-Jin Kim · Tae-Bin Im)

Abstract - Generally, the digital controller has many advantages such as high precision, robustness to electrical noise, capability of flexible programming and fast response to the load variation. In this study, we have established proper mathematical equivalent model of Brushless DC (BLDC) motor and estimated the motor parameter by means of the back-emf measurement as being the step input to the controlled target BLDC motor. And the validity of proposed estimation method is confirmed by the test result of step response. As well, we have designed the reasonable digital controller as a consequence of the root locus method which is obtained from the open-loop transfer function of BLDC motor with hall sensor, and the determination of control gain for variable speed control. Here, revised Ziegler-Nichols tuning method is applied for the proper digital gain establishment, and the system stability is verified by the frequency domain analysis with Bode-plot and experimentation.

Key Words : Brushless DC Motor, Servo Control, Motor Parameter, Ziegler-Nichols, Stability

1. 서 론

BLDC (Brushless DC) 서보 제어 시스템은 액츄에이터 (actuator) 로 사용되는 BLDC 전동기와 전동기를 구동 및 제어하기 위한 전력 변환장치를 갖는 구동 제어부로 구성된다. BLDC 전동기는 고 효율의 특성을 가지며, 우수한 제어 특성을 갖는 서보용 전동기로서 적합하기 때문에 최근에 산업기술의 정밀화, 다기능화가 진행됨에 따라 BLDC 전동기의 수요가 급속도로 증가하고 있다. 전동기의 속도와 위치를 제어하기 위한 제어회로는 아날로그 제어 방식에서 최근 반도체 기술의 발전에 따라 온도 변화나 외부요인에 강인성을 갖는 디지털 제어 및 소프트웨어 제어방식으로 기술 발전이 진행되고 있다.

본 연구에서는, 양호한 응답 특성과 높은 회전 정밀도 및 고효율 특성을 추구하기 위하여 소형화와 고출력이 가능한 회로류계의 영구자석형 BLDC 전동기를 제어대상 모델로 사용하며, 제어회로는 원칩(one chip) 마이크로 프로세스의 채용으로 전류 검출 분해능을 향상하고 소형화와 신뢰성 향상을 추구하며 고주파 구동에 의한 저소음 특성을 갖는 제어를 실현한다. 우수한 디지털 제어기의 구현을 위하여, 실제로 제작한 50 [W]급 BLDC 전동기를 대상으로 실험을 통하여 전동기의 제어 파라미터(parameter)를 산출하고, 제

어대상 전동기를 최소의 오버슈트(overshoot) 로 지령속도에 추종시키기 위하여 피드백(feedback) 회로로부터 검출된 속도편차가 최소가 되는 최적의 페루프 제어회로를 설계하였다.

2. BLDC 전동기의 제어 파라미터

2.1 BLDC 전동기의 모델링

일반적으로 BLDC 전동기는 구동전압의 형태에 따라 정현파 구동형과 구형파 구동형으로 분류 할 수 있다. 구형파 구동 BLDC 전동기는 정현파 구동형에 비하여 스위칭 방식이 비교적 간단하고, 저가의 정류소자 및 센서류를 이용한 경제적인 운영 시스템의 구성이 가능한 장점을 갖는다.[1]

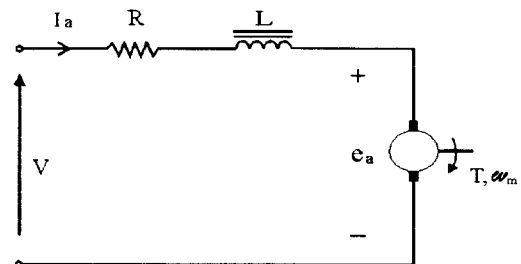


그림 1 BLDC 전동기의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of BLDC motor

*正 會 員 : 漢 學 大 電 氣 工 學 部 副 教 授 · 工 博
*正 會 員 : 電 子 部 品 研 究 院 首 席 研 究 員 · 工 博
接 受 日 字 : 1999 年 1 月 5 日
最 終 完 了 : 1999 年 2 月 22 日

그림 1 은 일반적인 BLDC 전동기의 등가모형을 나타내 고 있다. 여기서,

- V : 인가전압 [V], L : 전기자 인덕턴스 [H]
- e_a : 역기전력 전압 [V], R : 전기자 권선저항 [Ω]
- I_a : 전기자 전류 [A], ω_m : 전동기 회전속도 [rad/s]

BLDC 전동기의 동작을 자계강도와 권선구조로 표현하 는 것보다 전기자 전류 I_a 에 의해 발생하는 토크 T 와 토크 상수 k_T 및 축의 회전속도 ω_m 에 의해 발생하는 기전력 e_a 와 역기전력 상수 k_E 로 표현하는 것이 보다 일반적이므로, 전동기의 전압 및 토크 방정식은 다음과 같 이 표현 가능하다.

$$V = L \frac{dI_a}{dt} + RI_a + e_a \quad (1)$$

$$e_a = k_E \omega_m \quad (2)$$

$$T = k_T I_a \quad (3)$$

$$T = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m + T_f + T_L \quad (4)$$

여기서, J_m 은 회전자의 관성모멘트, T_f 는 마찰 토크, T_L 은 부하 토크, D 는 점성마찰계수를 각각 나타낸다. 한편, 마찰 토크 및 부하 토크는 전동기의 전달함수에 직접적으로 영향을 미치지 않기 때문에 이를 무시하고 식 (1)-(4) 를 라플라스 변환함으로써 전동기의 인가전압에 대 한 속도의 전달함수를 다음의 식 (5)와 같이 주파수 영역으 로 나타낼 수 있다.

$$G_M(s) = \frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{k_T}{[(sL+R)(sJ_m+D) + k_E k_T]} \quad (5)$$

일반적으로 전기회로의 응답은 회전자의 기계적 운동에 비해 매우 신속히 이루어지므로 식 (1) 의 전압 방정식과 식 (5) 로 표현되는 전달함수의 특성 방정식에서 전기자 인덕턴스 L 과 회전자 점성계수 D 가 다른 요소에 비하여 상당히 적기 때문에 $L \cdot D \approx 0$ 의 관계가 성립하므로 다음의 식 (6), (7) 과 같은 극점 p_1, p_2 를 구할 수 있다.

$$p_1 = \frac{[-RJ_m + RJ_m(1 - \frac{2Lk_E k_T}{R^2 J_m})]}{2LJ_m} \approx -\frac{k_E k_T}{RJ_m} \quad (6)$$

$$p_2 = \frac{[-RJ_m - RJ_m(1 - \frac{2Lk_E k_T}{R^2 J_m})]}{2LJ_m} \approx -\frac{R}{L} \quad (7)$$

여기서, $\tau_1 = -\frac{1}{p_1}$, $\tau_2 = -\frac{1}{p_2}$ 로 나타내면 일반 적으로 식 (5) 의 전달함수는 다음의 식으로 나타낼 수 있 으며, 또한 시정수 τ_1, τ_2 의 의미로부터 전기적 시정수 τ_e 및 기계적 시정수 τ_m 을 정의 할 수 있다.

$$G_M(s) = \frac{1/k_E}{(s\tau_1 + 1)(s\tau_2 + 1)} \quad (8)$$

$$\tau_1 = \tau_m = \frac{RJ_m}{k_E k_T} \quad (9)$$

$$\tau_2 = \tau_e = \frac{L}{R} \quad (10)$$

2.2 파라미터 산출

입력 또는 부하의 변동에 대해 양호한 동특성을 갖는 제어시스템의 설계를 위하여 수학적 등가모델이 필요하며 수 학적인 등가 모델로부터 오차 및 정상상태에서의 부하변동 에 대한 응답특성등 유용한 정보를 얻는 것이 가능하다.

BLDC 전동기는 영구자석에 의한 계자의 자속이 일정하 므로, 전기자 도체에는 식 (2) 에서와 같이 전류의 흐름에 대응하는 역기전력 e_a 가 회전속도에 비례하여 유기되며, 식 (3) 에서와 같이 전기자전류 I_a 와 비례관계를 갖는 회 전자 토크가 발생한다. 따라서, BLDC 전동기의 안정된 제 어기 설계를 위해서는 역기전력 상수 k_E 및 토크 상수 k_T 등의 정확한 파라미터 산출이 필요하다. 속도 ω_m 으 로 회전하고 있는 전동기의 전기자 권선에 유기되는 전압 e_a 에 관한 식 (2) 로부터 $k_E = e_a/\omega_m$ 와 같이 역기전 력 상수를 표현 할 수 있으므로 속도에 따른 전동기의 역기 전력을 실측함으로써 k_E, k_T 를 알 수 있으며, 다음의 그 림 2 는 속도 840 [rpm] 에서의 역기전력 파형을 나타낸 것 으로 식 (2) 로부터 역기전력 상수 k_E 를 구할 수 있다.

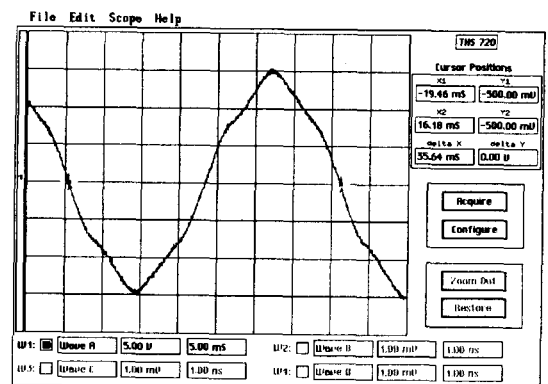


그림 2 역기전력 파형(840 [rpm])
Fig. 2 Back-emf waveform

그림 3 은 정격전압 25 [V] 에서의 토오크, 속도 및 전류 특성곡선을 실측한 것으로, 그림에서 전동기가 저속 및 고속의 구간에서는 자성체의 감자작용 및 열 발생에 따른 저항의 증가에 의해 토오크 및 전류특성이 미소한 비선형성을 나타내고 있으나, 본 연구에서는 제어 파라미터의 선형성과 역기전력 상수와의 상관관계를 고려하여 토오크 상수 k_T 를 산출하였다. 일반적으로 전동기내의 자기적인 포화현상이 없고, 구동부의 전압강하로 인한 손실이 없는 경우 역기전력 상수와 토오크 상수는 $k_E \approx k_T$ 의 관계를 갖는다.[1]

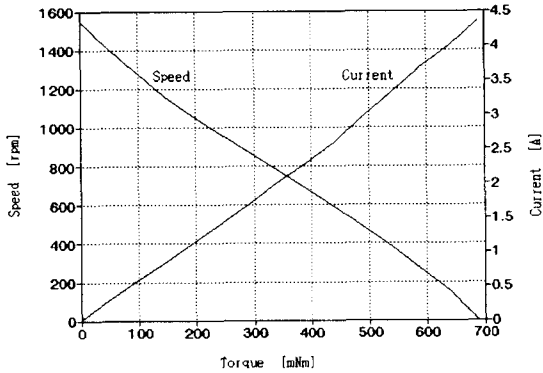


그림 3 T-N 특성 곡선
Fig. 3 The characteristic curve of T-N-I

일반적으로 식 (4) 로 표현되는 기계적인 운동방정식은 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$T = T_L + J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (11)$$

식 (11) 에서 ω_m 을 고려하면 식 (12)와 같이 입력전력 P_I 와 부하 토오크를 고려한 부하전력 P_L 에 관한 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_I = P_L + J_m \omega_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (12)$$

전동기가 일정한 속도로 구동되는 경우, 식(12)에서 우변의 두 번째 항을 무시할 수 있고, 입력전압 P_I 로부터 코일에 의한 동손을 제외하면 정상상태의 유효 부하 토오크를 구할 수 있다. 그림 4 는 무부하 상태로 일정속도로 회전하고 있을 때의 손실 토오크를 각각의 속도점에서 실측한 결과이며, 그림 5 는 운전중인 전동기의 인가전압을 차단한 후 전동기가 정지할 때까지의 토오크를 실측한 run-down test의 특성 곡선을 나타낸 것이다. 이로부터 관성 모멘트 J_m 은 다음과 같이 얻을 수 있다.[2]

$$J_m \approx \frac{-T_L(\omega_m)}{\frac{d\omega_m}{dt}(\omega_m)}, \quad (T=0) \quad (13)$$

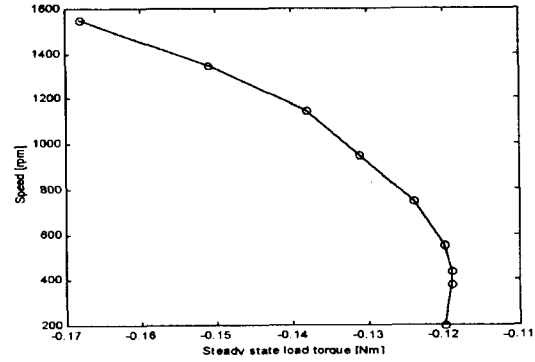


그림 4 정상상태에서의 손실 토오크 곡선
Fig. 4 The load curve at steady state

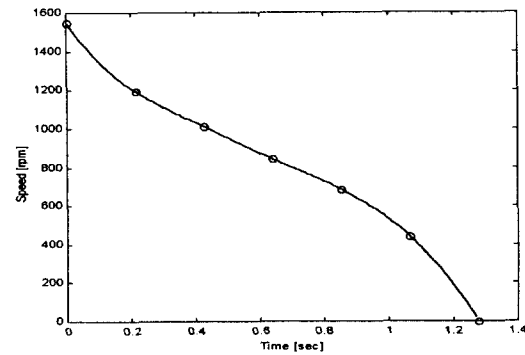


그림 5 Run-down 특성 곡선
Fig. 5 Run-down curve

그림 4 및 그림 5에서, 본 연구에서는 두 곡선의 선형성을 고려하여 속도 440[rpm]에서의 값을 이용하여 관성 모멘트를 구하였다. 다음의 표 1 은 파라미터를 산출하기 위하여 실험으로 부터 구한 제어대상 BLDC 전동기의 사양을 나타낸 것으로 코일 저항은 운전중의 온도상승을 고려하여 전동기를 일정시간동안 구동시킨 후에 실측하였으며, 선간인덕턴스는 측정전압 1000[mV], 주파수 1[kHz]에서 측정하였다.

표 1 제어대상 전동기의 사양
Table 1 The specification of controlled BLDC motor

항 목	수 치	단 위
출 력 (P)	50	[W]
정격전압 (V_{DC})	25	[V]
정격 속도 (n_o)	1000	[rpm]
선간인덕턴스 (L)	15	[mH]
선간저항 (R)	3.2	[Ω]
역기전력상수 (k_E)	0.17	[Vs/rad]
토오크상수 (k_T)	0.17	[Nm/A]
관성모멘트 (J_m)	2.76×10^{-3}	[kg m ²]

실제의 스텝 응답실험은 시스템의 특성을 완벽하게 나타낼 수 있다. 즉, 시스템에 스텝 입력이 가해지면 출력의 속응성과 오차의 정도를 알 수 있으며, 입력이 새로운 값으로 변화하므로 출력의 정상상태 값으로부터 시스템의 정상 이득을 파악할 수 있고, 또한 정상상태에 도달하기 전의 출력의 변화 형태로부터 시스템의 과도특성에 관한 정보를 알 수 있다. BLDC 전동기의 모델이 식 (8) 과 같은 경우, 입력 전압 V 에서 시간의 경과에 따라 ω_m 이 변화할 때 식의 해를 구할 수 있으나 제어 시스템의 설계목적은 입력의 변화에도 불구하고, 미리 예견할 수 없는 입력에 대해 시스템의 동작이 안정되어야 하므로 그림 6 과 같이 표준시험입력에 대한 시스템의 응답을 조사하는 것이 중요한 의미를 갖는다. 다음의 그림 6 은 제시한 표 1 의 전동기 파라미터를 사용하여 시뮬레이션한 응답특성의 결과를 나타낸다.

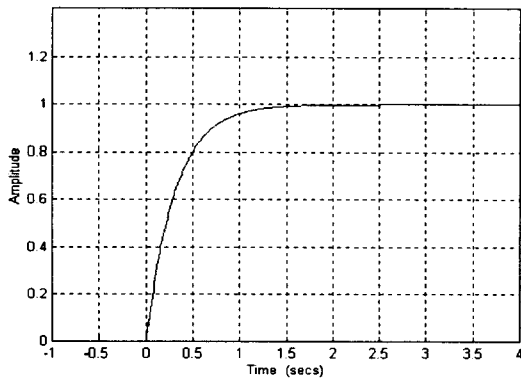


그림 6 스텝응답 특성에 대한 시뮬레이션
Fig. 6 Simulation result of step response

3. 디지털 제어기 설계

본 연구에서는 제어대상 BLDC 전동기의 최적 모델을 설정하여 개루프의 펄스 전달함수로 부터 근궤적을 구하고 이득을 결정하며, 펄스 신호의 응답 결과로 부터 BLDC 서보전동기의 제어 파라미터를 추정하는 방법을 사용하여 디지털 제어기를 설계한다.

s 평면과 z 평면의 상호 변환은 $z = e^{sT}$ 의 관계를 가지므로 안정도를 유지하기 위한 s 평면의 극의 위치와 좌반평면 ($Re(s) < 0$)에 대응하는 이산계의 안정범위는 ($|z| < 1$) 의 관계를 유지해야 한다. 디지털 시스템은 z 변환으로 표현되는 디지털요소 외에 식 (8) 로 표현되는 전동기와 같이 전달 특성 $G(s)$ 로 모델화 되는 아날로그 요소를 포함하는 것이 일반적이다. 연속계의 시스템을 이산화하기 위한 방안으로는 시간응답법과 수치적분법이 있으며, 일반적으로 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하기 위한 DAC (Digital to Analog Converter) 로서 ZOH 를 사용하며 ZOH 는 다음과 같은 특성을 갖는다.[3][4]

$$ZOH = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (14)$$

따라서 제어입력으로 매 샘플링 주기동안 스텝입력을 인가하고 샘플주기에 종속하는 ZOH 를 고려하여 z 변환한 제어대상 플랜트의 개루프 전달함수 $G_P(z)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$G_P(z) = Z [G_{ZOH}(s) G_M(s)] = (1 - z^{-1}) Z \left[\frac{G_M(s)}{s} \right] \quad (15)$$

한편, PID 제어기는 지상 및 진상 보상으로 양호한 특성과 제어의 강인성으로 인해 다양한 산업분야의 제어 기법으로 널리 사용되고 있다. 디지털 PID 제어기를 표현하는 일반식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_D(z) = K_P + K_I \frac{zT_s}{z-1} + K_D \frac{z-1}{zT_s} \quad (16)$$

여기서, T_s 는 sampling time 이며, 10 [mS]이다. 본 연구에서는 시스템의 안정성을 도모하고 설계사양을 만족하기 위해 W.R. Evans 에 의해 제안된 근궤적(root locus) 선도에 의한 해석을 실시하며 샘플링이 고주파로 이루어지는 경우 매우 효과적으로 적용될수 있는 Tustin 의 방식을 적용한 디지털 제어기를 설계한다.[5][6]

한편, 대역폭은 시스템이 효과적으로 동작할수 있는 주파수 영역을 의미하므로 제어대상 BLDC 전동기의 동작특성을 고려하여 대역폭이 필요이상으로 크게 선정된 경우에는 시스템이 외란 또는 노이즈에 의한 영향을 받기 쉽다.[7][8] 따라서, 본 연구에서는 전동기의 구동특성을 고려하여 미분 제어기의 이득 K_D 로 인한 노이즈의 민감성을 제거하고 외란에 대하여 강인성을 나타내기 위해 식 (13) 에서 미분 제어기를 제외한 다음과 같은 디지털 PI 제어기 $G_D(z)$ 를 적용한다.

$$G_D(z) = K_P + K_I \frac{zT_s}{z-1} = (K_P + K_I T_s) \left(\frac{z - \frac{K_P}{K_P + K_I T_s}}{z-1} \right) \quad (17)$$

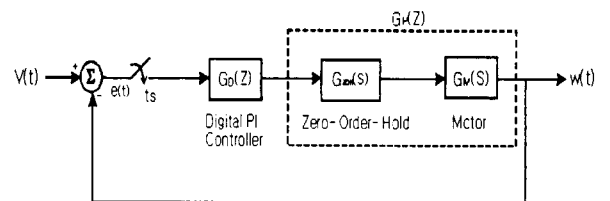


그림 7 디지털 PI 제어 시스템의 블록선도
Fig. 7 Block diagram of digital PI control system

그림 7 은 디지털 PI 제어기를 포함한 BLDC 전동기 제어시스템의 블록 선도를 나타낸 것이다.

따라서, 페루프 전달함수 $G_{CL}(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{CL}(z) = \frac{G_P(z)G_D(z)}{1 + G_P(z)G_D(z)} = \frac{a_0z^{-3} + a_1z^{-2} + a_2z^{-1}}{1 + (b_0z^{-3} + b_1z^{-2} + b_2z^{-1})} \quad (18)$$

여기서, $a_0 = -0.0736 K_P$,
 $b_0 = -0.0736 K_P - 0.1134$,
 $a_1 = -0.0752 K_P + 0.0007 K_I$,
 $b_1 = -0.0752 K_P + 0.0007 K_I + 1.1889$,
 $a_2 = 0.1488 K_P + 0.0015 K_I$,
 $b_2 = 0.1488 K_P + 0.0015 K_I - 2.0755$

식 (18) 로 표현되는 이산계 전달함수 $G_{CL}(z)$ 에 대하여 이득 K 를 0 에서 ∞ 로 변화한 경우의 근의 궤적으로부터 이득 K 의 증가로 인한 불안정성을 배제하기 위하여 Ziegler-Nichols 가 제안한 이득 설정방안을 적용한다.[7][8] Ziegler-Nichols 의 제안에 의하면 페루프 시스템의 극의 위치가 단위원 내의 경계점 ($|z| = 1$) 으로 되어 시스템이 발진할 때까지 비례이득 K_P 만을 증가 ($K_I = K_D = 0$) 하여 근궤적과 일치하는 점에서 가상이득 K_m 을 설정하고 다음의 식 (19)에 따른 관계식으로부터 각각의 이득을 설정한다.

$$K_P = 0.6 K_m$$

$$K_I = \frac{K_P \omega_m}{\pi}$$

$$K_D = \frac{K_P \pi}{4 \omega_m} \quad (19)$$

여기서, ω_m 은 시스템이 진동($K_I = K_D = 0$)할 때 즉, 근궤적이 단위원과 교차하는 곳에서의 주파수를 의미하며, K_m 은 이때의 이득을 나타낸다.

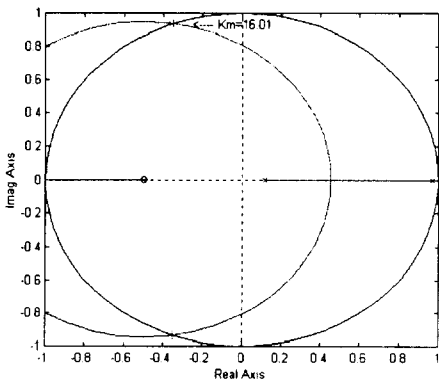


그림 8 제어대상 플랜트의 근궤적도 ($K_m = 16.01$)
 Fig. 8 The root-locus for the controlled plant

그림 8 은 Ziegler-Nichols 의 방법을 적용하기 위한 ZOH 를 포함한 제어대상 BLDC 전동기의 근 궤적도를 나타낸 것으로, 근궤적도로부터 $K_m = 16.01$ 을 구하고 식 (19) 를 적용함으로써 이득을 산출할 수 있다. 그림 9 는 그림 8 에 제시한 Ziegler-Nichols 의 이득 설정 방법을 직접 적용한 경우의 단위응답 특성을 나타낸 그림이다.

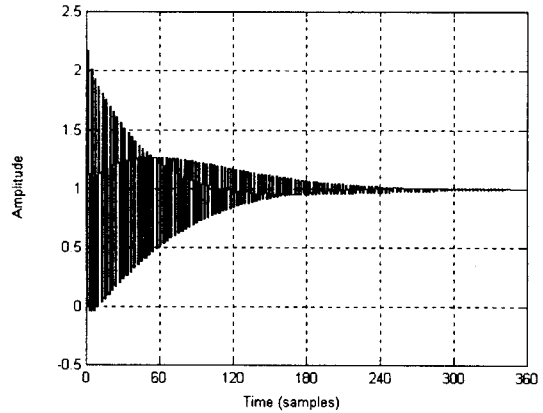


그림 9 스텝응답 특성 ($K_P = 9.6, K_I = 589.6$)
 Fig. 9 The step response of the Ziegler-Nichols design

그림 9 에 제시한 설계된 제어기의 스텝응답 특성으로부터 Ziegler-Nichols 방법을 직접 적용하는 경우 최대오버슈트는 단위속도에 대하여 약 220 [%] 정도로 매우 과도하게 나타나며 시스템의 진동 현상으로 인해 정상상태에 도달하는 정정시간이 약 3 [s] 정도로 지연이 발생하므로 Ziegler-Nichols 방법의 직접적용에 의한 이득 설정은 본 연구에 적용된 BLDC 전동기 구동시스템에 대하여 부적합한 결과를 나타내고 있다.

일반적으로, 2차계로 표현되는 시스템의 경우 제동비 $\zeta \approx 0.7$ 부근에서 비교적 양호한 시간 응답 특성을 나타낸다.[2][6] 따라서, 본 연구에서는 시간 영역에서의 응답 특성의 결과로부터 안정된 응답특성을 나타내는 제동비를 $\zeta \approx 0.7$ 로 선정하여 근궤적상에서 이득을 결정한다.

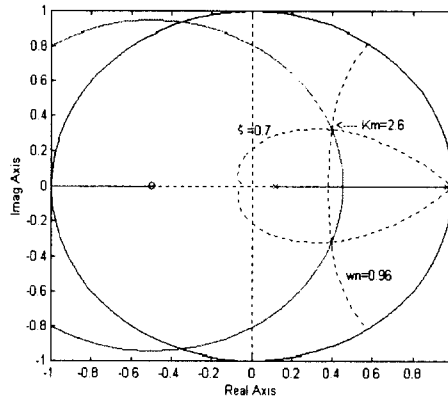


그림 10 제어대상 플랜트의 근궤적도 ($K_m = 2.6$)
 Fig. 10 The root-locus for the controlled plant

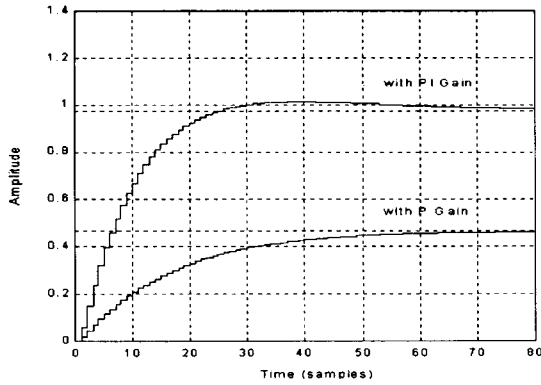


그림 11 스텝응답 특성 ($K_p = 1.6, K_I = 33$)
 Fig. 11 The step response of the Ziegler-Nichols design

그림 10 은 제동비 $\zeta \approx 0.7$ 에서의 근궤적을 나타낸 것으로 과도상태에서 진동의 속도를 나타내는 자연주파수 ω_n 은 0.96 이며, 이 점에서의 가상이득 K_m 은 약 2.6 이므로 식 (19) 으로부터 PI 제어기의 이득을 결정할 수 있다. 그림 11 은 그림 10 에 제시한 이득 설정 방법을 적용한 경우의 단위응답 특성을 나타낸 그림으로서 단위속도에 빠르게 추종함을 알 수 있다.

4. 실험 및 고찰

제어 대상 전동기가 설정속도에 대하여 최소의 오버슈트로 신속히 지령속도에 추종하기 위해서는 피이드백 회로로부터 검출된 속도와의 속도 편차가 최소가 되는 최적의 폐루프 제어회로를 설계해야한다.

본 연구에서는, 전동기의 출력속도 검출은 마이크로 프로세스의 인터럽트(interrupt) 를 이용하고 가변속 제어를 위해서는 삼각파를 반송파로 하는 펄스폭 변조(PWM) 방식을 사용하며 MOSFET 를 스위치 소자로 이용하여 구동 회로부의 스위칭 손실의 저감을 기한다.

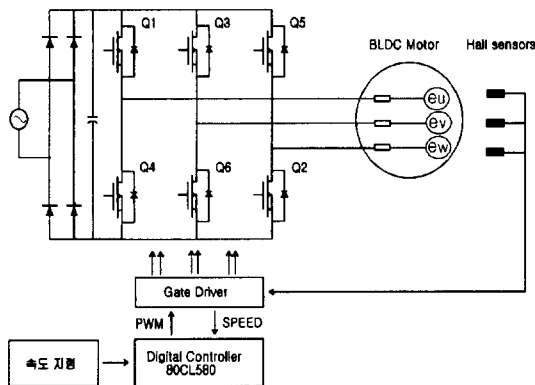


그림 12 BLDC 전동기 제어시스템의 구성
 Fig. 12 Configuration of BLDC motor control system

그림 12 는 실험을 위한 120° 구형과 전압 구동방식의 BLDC 전동기 제어시스템의 구성을 나타내고 있다. 그림에서 구동 회로의 구성은 정류 및 평활부와 전동기의 가감속 구동을 위한 가변 주파수, 가변 전압 변환을 위한 3 상 인버터(Inverter) 부로 구성하며, 홀 소자로 부터 출력되는 위치 검출신호의 펄스 주기를 측정하여 연산에 의해 회전수를 계산하는 방법을 사용한다.

여기서 PWM 신호의 발생과 제어 및 회전수의 기준치 지령은 마이크로 프로세스의 연산을 적용하며, 홀 센서를 통하여 검출된 회전자의 위치정보를 게이트 구동부 (PAL) 에 전송함으로써 디지털 제어기로 부터 적합한 구동전압을 출력할수 있고 게이트 구동부의 전압스위칭 패턴에 따른 회전자의 속도를 지령하도록 회로를 구성하였다.

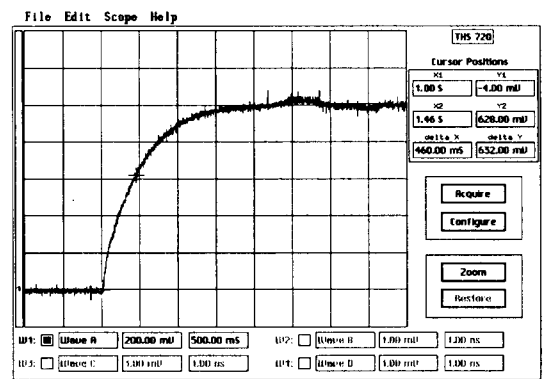
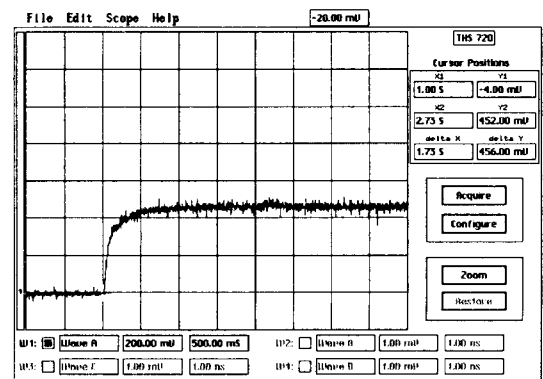
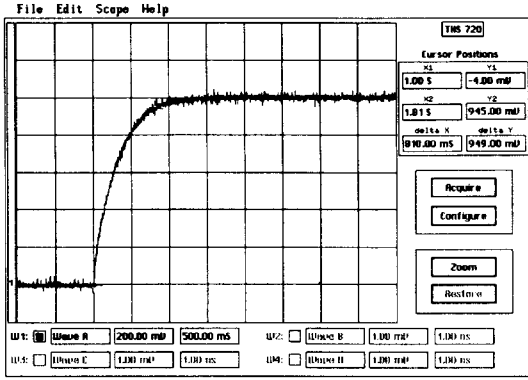


그림 13 BLDC 전동기의 스텝응답 특성
 Fig. 13 Step response charateristic of controlled BLDC motor

또한, 그림 13 은 본 연구에서 사용한 BLDC 전동기의 전압에 대한 단위 속도응답 특성을 F/V 변환기를 이용하여 실측한 결과이다. 그림 6 에 제시한 스텝응답의 시뮬레이션 결과와 비교하면 단위 응답특성이 상호 일치하는 것을 알 수 있으므로 따라서, 그림 13 의 응답 결과로부터 본 연구에서 실행한 파라미터 추정치의 타당성을 확인할 수 있다



(a) 비레이득만 가질 경우



(b) 비례, 적분 이득을 가질 경우

그림 14 PI 제어에 의한 페루프 스텝응답 특성

Fig. 14 Closed-loop step response of BLDC motor control system with PI

그림 14는 그림 7의 디지털 제어기를 포함한 제어시스템의 구성 및 그림 12의 회로 구성을 기준으로 설계한 디지털 제어기에 대한 단위 스텝응답 특성을 F/V 컨버터를 이용하여 실험한 특성 파형을 나타낸 결과로서, 실험결과 정정시간(settling time)이 약 0.8 [sec]로서 그림 9의 Ziegler-Nichols 방법을 직접 적용한 결과와 그림 13에 제시한 응답특성에 비하여 보다 속응성을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한, 다음의 그림 15는 그림 10에 제시한 근사적 적용하여 설계한 BLDC 전동기 제어 시스템의 부하변동에 대한 과도 응답특성을 측정된 결과이다. 800 [rpm]의 일정 속도에서 운전 중일 때 0.5 [kgcm]의 부하를 순간적으로 인가하였을 때의 속도 응답특성을 F/V 변환기를 사용하여 계측한 것으로 지령속도에 대하여 양호한 추종 특성을 나타내며, 과도상태가 1 [s] 이하로서 양호한 동특성을 보이고 있다.

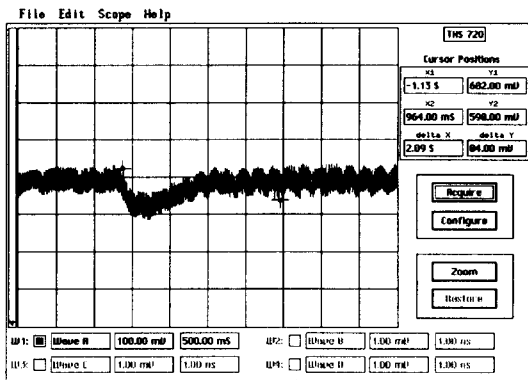


그림 15 부하 변동시 응답특성 실험결과

Fig. 15 Experimental results of the load torque

디지털 제어시스템의 상대적 안정도를 파악하기 위하여 이산화된 전달함수의 주파수 응답을 수치적분에 의한 Bilinear 변환을 이용함으로써 Bode 선도에 의한 전형적 주파수 영역 해석방법을 적용할 수 있으며 z 평면을 w 평면으로 변환하기 위한 이론적 배경으로 다음 식으로 표현되는

근사법을 적용한다.[6]-[8]

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \tag{20}$$

여기서, w 평면의 주파수 성분을 $j\nu$ 로 나타내면 가상 주파수 ν 와 실제 주파수 ω 사이에는 샘플링 주기 T_s 를 고려하면 다음의 관계를 갖는다.

$$\nu = \frac{2}{T_s} \tan \frac{\omega T_s}{2} \tag{21}$$

샘플링 이론에 따른 샘플링주기 T_s 와 그림 8의 $\zeta=0.7$ 에서의 근사적 및 단위응답 특성을 고려하여 w 평면에서의 루프 전달함수에 대한 Bode 선도를 나타내면 다음의 그림 16와 같이 위상 교차 주파수가 이득 교차 주파수 보다 높고 약 55° 정도의 위상 여유를 가지므로 페루프 시스템의 안정성을 예견할 수 있다. 또한, 그림 17은 페루프 전달특성 $G_{CL}(z)$ 를 나타내는 식 (15)를 기준으로 시뮬레이션한 결과이다

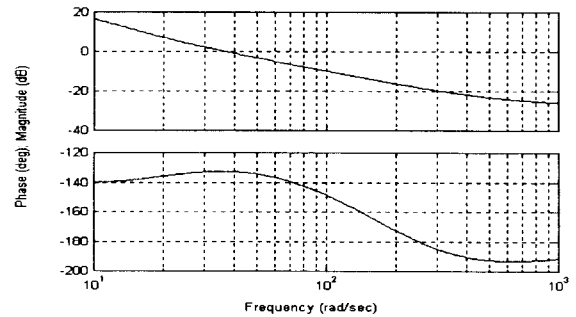


그림 16 루프의 이득-위상 곡선

Fig. 16 The gain-phase curve for control loop

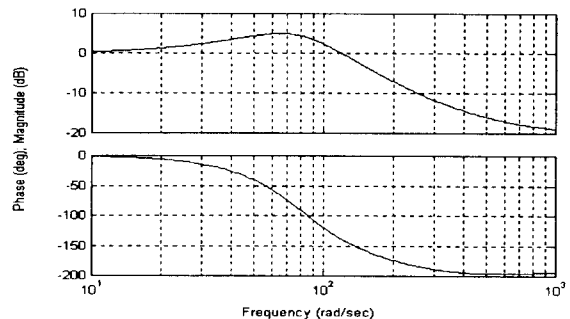


그림 17 페루프 이득-위상 곡선

Fig. 17 Gain-phase curve of the closed-loop

다음의 그림 18은 실험에 의한 제어 루프의 이득-위상 특성을 나타낸 것으로, 실측한 결과로부터 약 55° 정도의 위상여유를 나타내므로 제어시스템은 안정된 특성을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 그림 16 및 17에 제시한 PI 제어에 의한 페루프 스텝응답 특성 및 부하 변동시 응답특성 실험

결과로부터 과도한 오버슈트와 지연특성을 나타내는 그림 9의 결과에 비해 정상상태 오차를 최소화하고 최소의 오버슈트를 가지며, 정정시간이 2 [s] 이하의 안정적인 구동이 가능한 BLDC 전동기 제어 시스템을 확인할 수 있다.

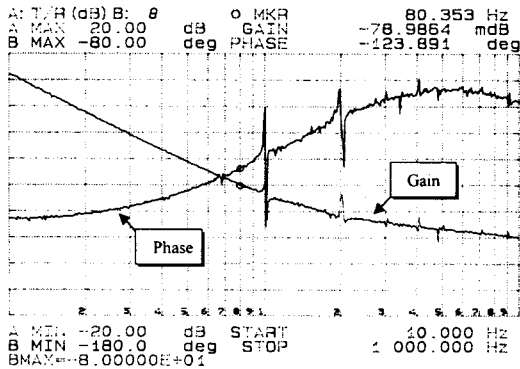


그림 18 제어 시스템의 주파수영역 실험 결과

Fig. 18 Experimental result of frequency domain for proposed control system

5. 결론

본 연구에서는 구형과 전압 구동 BLDC 전동기에 대하여 높은 신뢰성을 갖는 디지털 제어기를 구현하기 위하여 실제로 제작한 50 [W]급 BLDC 전동기를 대상으로 실험을 통하여 전동기의 제어 파라미터를 산출하고, 피드백 요소로부터 검출된 속도오차에 대하여 제어대상 전동기가 최소의 오버슈트로 지령속도에 추종하기 위한 최적의 페루프 제어회로를 설계하였다.

전기회로의 응답은 회전자의 기계적 운동에 비해 매우 신속히 이루어지므로, 전동기의 전달함수를 나타내는 특성 방정식에서 전기자 인덕턴스 L 의 영향은 전기자 저항에 비해 매우 미소하고 회전자 점성마찰계수 D 가 다른 요소에 비하여 상당히 적으므로, 이를 무시한 경우 BLDC 전동기의 입력 전압 V 와 출력 회전수 ω 의 상관관계를 2계 선형 미분방정식으로 표현할 수 있다. 제어대상 BLDC 전동기에 대하여 실험을 통하여 파라미터를 산출하고, 근궤적 도에서 제동비 ζ 를 $\zeta \approx 0.7$ 로 선정한 후 Ziegler-Nichols 방법을 응용하여 제어기의 이득을 결정함으로써 안정된 제어기를 설계할 수 있었다.

BLDC 전동기의 스텝응답의 시뮬레이션 결과와 전압에 대한 단위 속도응답 특성을 F/V 변환기를 이용하여 실측한 실험 결과로부터 단위 응답특성이 상호 일치하였으며, 응답 결과로부터 본 연구에서의 파라미터 추정의 타당성을 확인할 수 있었다. 실험 결과로부터, 약 20 [dB]의 이득여유와 55° 정도의 위상여유를 나타내므로 정상상태 오차를 최소화하고, 단위속도의 정정시간이 0.8 [s] 이내인 안정적인 구동이 가능한 BLDC 전동기의 디지털 제어시스템을 실현할 수 있었으며, 향후 본 연구에서 제안한 파라미터 추정 및 제어 방안이 BLDC 전동기를 제어 대상으로 하는 각종 산업분야에 보다 효과적으로 응용 가능할 것으로 기대할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 1997년 한국학술 진흥재단의 공모과제 연구비 지원 결과로서, 관계부처에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics, 1994.
- [2] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 1990.
- [3] Franklin, G.F., J.D. Powell, and M.L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, 2nd Edition, Addison-Wesley, 1990.
- [4] G.F. Franklin, et al., Feedback control of Dynamic Systems, 3rd Edition, Addison-Wesley, 1994.
- [5] Evans, W.R., "Graphical Analysis of Control Systems", Trans Am, Inst. Electr. Eng., vol. 67, pp. 547-551, 1948.
- [6] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice-Hall, 1997.
- [7] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Digital Control System Analysis and Design, 3rd Edition, Prentice Hall, pp. 281-327, 1994.
- [8] Bahram Shaian, Michael Hassul, Control System Design using Matlab, Prentice Hall, pp. 284-287, 1993.

저 자 소 개



김철진(金澈珍)

1958년 5월 10일생. 1980년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991년~1995년 생산기술연구원, KETI 제어기기 연구실장. 현재 한라대학교 전기공학부 부교수



임태빈(任泰彬)

1957년 3월 6일생. 1979년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기학과(공박). 1985년~1987년 금성정밀 중앙연구소. 1987년~1992년 한국써보(주) 연구실장. 1993년~1995년 삼성전기(주) 연구실장. 1995년~현재 전자부품연구원 정밀기기연구센터장