

디지털 PI제어에 의한 브러시리스 직류모터의 안정도 향상

(The Stability Improvement of Brushless DC Motor by Digital PI Control)

윤신용* · 백수현** · 김 용*** · 김철진° · 임태빈°°

(Shin-Yong Yoon · Soo-Hyun Baek · Kim Yong · Cherl-Jin Kim · Tae-Bin Im)

요 약

본 연구에서는 브러시리스 직류모터의 적합한 수학적 등가 모델링을 구성하였으며 제어대상 BLDC 모터에 스텝입력이 있는 상태로 역기전력의 측정에 의한 모터 파라미터를 측정하였다. 그리고 제시된 측정법의 타당성은 스텝응답의 실험결과에 의해서 확인하였다. 또한 홀센서로된 BLDC 모터의 오픈루프 전달함수로부터 얻은 근궤적법의 결과에 따라 적합한 디지털제어기를 설계하였으며 속도제어 가변을 위한 제어이득을 결정하였다. 여기서 수정된 Ziegler-Nichols의 동조법은 적합한 디지털 게인 설정을 위해서 적용되었으며 시스템의 안정성은 보드선도와 실험으로 주파수영역의 해석에 의해서 입증하였다.

Abstract

This study 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.

1. 서 론

최근에 산업기술의 정밀화, 다기능화가 진행됨에 따라 FA, OA, 정보기기 분야 등에서 BLDC 모터는 수요가 급속도로 증가되고 있다. 양호한 응답 특성과 높은 회전 정밀도 및 고효율 특성을 추구하기 위하여 소형화와 고출력이 가능한 회로류계 영구자석형

BLDC 모터를 제어대상 모델로 사용하였다.

모터의 위치와 속도를 제어하기 위한 제어회로는 아날로그 제어 방식에서 최근 반도체 기술의 발전에 따라 외부요인에 강인성을 갖는 디지털 제어방식으로 기술 발전이 진행되고 있다.

본 논문은 디지털 PI 제어에 의한 속도제어를 실현하며 이를 위한 안정된 제어 파라미터는 개선된

* 정회원 : 동국대학교 산업기술연구원 전임연구원

** 정회원 : 동국대학교 전기공학과 교수

*** 정회원 : 동국대학교 전기공학과 부교수

° 정회원 : 한라대학교 전기전자컴퓨터공학부 부교수

°° 정회원 : 전자부품연구원 정밀기기연구센터 팀장

접수일자 : 1999년 9월 28일

Ziegler-Nichols 동조법에 의하여 구한다.[1][7][8] 제어회로는 마이크로 프로세스로 구성하며 제어기에 의한 전류검출은 고 분해능이 가능하고 소형화와 신뢰성 향상을 추구하도록 구성하였다.

디지털 제어기의 구현을 위하여, 50[W]급 BLDC 모터의 실험을 통하여 제어 파라미터를 산출한다. 제어대상 모터는 최소의 오버슈트(overshoot)로 지령 속도에 추종시키기 위하여 피드백(feedback)으로부터 검출된 속도편차가 최소가 되도록 개선된 페루프 제어회로를 구현하였다.

2. BLDC 모터의 모델링 및 제어 파라미터

일반적으로 BLDC 모터는 구동전압의 형태에 따라 정현과 구동형과 구형과 구동형으로 분류 할 수 있다. 구형과 구동 BLDC 모터는 정현과 구동형에 비하여 스위칭 방식이 비교적 간단하고, 저가의 정류 소자 및 센서류를 이용한 경제적인 운영 시스템의 구성이 가능한 장점을 갖는다.[1] 그림 1은 BLDC 모터의 등가모델을 나타내고 있다.

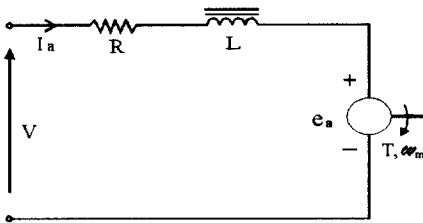


그림 1. BLDC 모터의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of BLDC motor

BLDC 모터의 동작은 전기자 전류 I_a 에 의해 발생하는 토크 T 와 토크 상수 k_T 및 축의 회전 속도 ω_m 에 의해 발생하는 기전력 e_a 와 역기전력 상수 k_E 로 표현하는 것이 보다 일반적이므로, 모터의 전압 및 토크 방정식은 다음과 같은 표현이 가능하다.

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

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

여기서, V : 인가 전압 [V]

I_a : 전기자 전류 [A]

e_a : 역기전력 전압 [V]

R : 전기자 권선저항 [Ω]

L : 전기자 인덕턴스 [H]

ω_m : 모터 회전속도 [rad/s]

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

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

여기서, J_m 은 회전자와 관성모멘트, T_f 는 마찰 토크, T_L 은 부하 토크, D 는 점성 마찰계수를 각각 나타낸다.

한편 마찰 토크와 부하 토크는 모터의 전달함수에 직접적인 영향을 미치지 않기 때문에 이를 무시하고 식 (1)-(4)를 라플라스 변환함으로써 모터의 인가전압에 대한 속도의 전달함수는 다음의 식 (5)와 같이 주파수 영역으로 나타낼 수 있다.

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

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.

$$p_1 = \frac{[-RJ_m + RJ_m \sqrt{(1 - \frac{2Lk_Ek_T}{R^2J_m})}]}{2LJ_m} \approx -\frac{k_Ek_T}{RJ_m} \quad (6)$$

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

여기서, $\tau_1 = -\frac{1}{p_1}$, $\tau_2 = -\frac{1}{p_2}$ 로 나타내

디지털 PI제어에 의한 브러시리스 직류모터의 안정도 향상

면 일반적으로 식 (5)의 전달함수는 다음의 식으로 나타낼 수 있으며, 또한 시정수 τ_1 , τ_2 의 의미로부터 전기적 시정수 τ_e 및 기계적 시정수 τ_m 을 정의할 수 있다.

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

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

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

입력 또는 부하의 변동에 대해 양호한 동특성을 갖는 제어시스템의 설계를 위하여 수학적 등가모델이 필요하며 이로부터 오차 및 정상상태에서의 부하 변동에 대한 응답특성을 얻는 것이 가능하다. 다음의 그림 2는 속도 840 [rpm]에서의 역기전력 파형을 나타낸 것이다.

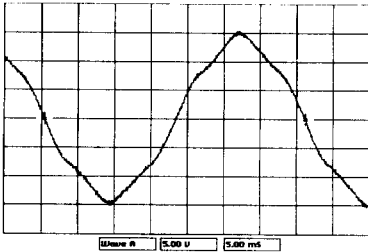


그림 2. 역기전력 파형 (840 [rpm])
Fig. 2. Back-emf waveform

BLDC 모터의 안정된 제어기 설계를 위해서는 역기전력 상수 k_E 및 토크 상수 k_T 등의 정확한 파라미터 산출이 필요하다. 속도 ω_m 으로 회전하고 있는 모터의 전기자 권선에 유기되는 전압 e_a 에 관한 식 (2)로부터 역기전력 상수는 $k_E = e_a / \omega_m$ 으로 표현할 수 있으므로 속도에 따른 모터의 역기전력을 실측하여 k_E , k_T 를 구할 수 있다.

그림 3은 정격전압 25 [V]에서의 속도, 토크 및 전류의 특성을 실측한 것으로, 그림에서 모터가 저속 및 고속의 구간에서는 자성체의 감자작용 및 열 발생에 따른 저항의 증가에 의해 토크 및 전류특성이 미소한 비선형성을 나타내고 있다. 그러나 본 연구에서는 제어 파라미터의 선형성과 역기전력 상

수의 상관관계를 고려하여 토크 상수 k_T 를 산출하였다.

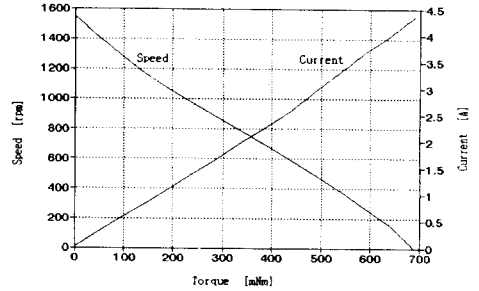


그림 3. T-N-I 특성 곡선
Fig. 3. The characteristic curve of T-N-I

보통 모터내의 자기적인 포화현상이 없고 구동부의 전압강하로 인한 손실이 없는 이상적인 경우 선형성을 고려하면 역기전력 상수와 토크 상수는 $k_E \approx k_T$ 의 관계를 갖는다.[1]

일반적으로 식 (4)로 표현되는 기계적인 운동방정식은 다음과 같이 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 토크를 고려한 부하전력 P_L 에 관한 식으로 나타낼 수 있다.

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

모터가 일정한 속도로 구동되는 경우, 식 (12)에서 우변의 두 번째 항을 무시할 수 있고, 입력전압 P_I 로부터 코일에 의한 동손을 제외하면 정상상태의 손실 토크를 구하고 Run Down Test(속도-시간)를 하여 관성모멘트를 구할 수 있다.

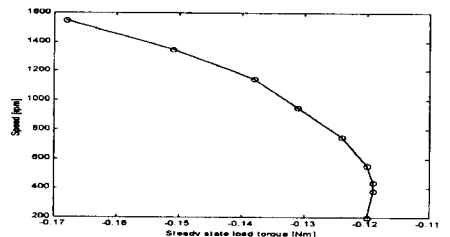


그림 4. 정상상태에서의 손실 토크 곡선
Fig. 4. The loss torque at steady state

그림 4 는 모터가 무부하 상태로 일정 속도로 회전하고 있을 때의 손실 토크를 각각의 속도점에서 실측한 결과이다.

표 1. 제어대상 모터의 사양
Table 1. The specification of controlled BLDC motor

항 목	수 치 [단위]
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]
토크상수 (k_T)	0.16 [Nm/A]
관성모멘트 (J_m)	2.76×10^{-3} [$kg\ m^2$]

실제 스텝응답은 시스템의 특성을 잘 나타낸다. 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 출력변화 형태로부터 시스템의 과도특성을 알 수 있다. BLDC 모터의 모델이 식 (8)과 같은 경우, 입력전압 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 5와 같이 표준시험입력에 대한 시스템의 응답을 조사하는 것이 중요한 의미를 갖는다. 다음의 그림 5는 제시한 표 1의 모터 파라미터를 사용하여 시뮬레이션한 응답특성의 결과를 나타낸다.

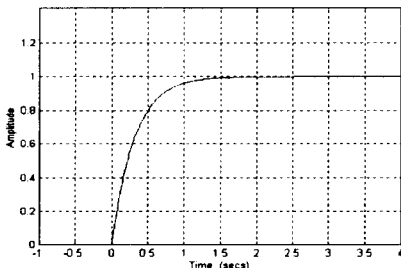


그림 5. 스텝응답 특성에 대한 시뮬레이션
Fig. 5. Simulation result of step response

3. 디지털 제어기의 설계

본 연구에서는 제어대상 BLDC 모터의 최적 모델을 설정하여 개루프의 펄스 전달함수로부터 근계적을 구하고 이득을 결정하며, 펄스신호의 응답결과로부터 BLDC 서보 모터의 제어 파라미터를 추정하는 방법을 사용하여 디지털 제어기를 설계한다.

디지털 시스템은 z 변환으로 표현되는 디지털요소 $G(s)$ 외에 식 (8)로 표현되는 모터와 같이 전달특성 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]

$$ZOH = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (13)$$

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.

$$G_P(z) = Z [G_{ZOH}(s) G_M(s)] \\ = (1 - z^{-1}) Z \left[\frac{G_M(s)}{s} \right] \quad (14)$$

본 연구에서는 시스템의 안정성을 도모하고 설계 사양을 만족하기 위해 W.R. Evans 에 의해 제안된 근계적(root locus) 선도에 의한 해석을 실시하며 샘플링이 고주파로 이루어지는 경우 매우 효과적으로 적용될수 있는 Tustin 의 방식을 적용한 디지털 제어기를 설계한다.[5][6]

또한 모터의 구동특성을 고려하여 미분 제어기의 이득 K_D 로 인한 노이즈의 민감성을 제거하고 외란에 대하여 강인성을 나타내기 위해 식 (15)와 같이 미분제어기를 제외한 디지털 PI 제어기 $G_D(z)$ 를 적용한다.[7][8]

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

디지털 PI제어에 의한 브러시리스 직류모터의 안정도 향상

$$= (K_P + K_I T_s) \left(\frac{z - \frac{K_P}{K_P + K_I T_s}}{z - 1} \right) \quad (15)$$

여기서, T_s 는 sampling time 이며, 10 [mS] 이다.

그림 6은 디지털 PI 제어기를 포함한 BLDC 모터 제어시스템의 블록 선도를 나타낸 것이다.

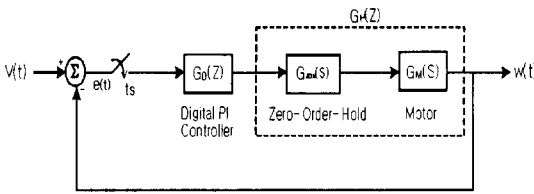


그림 6. 디지털 PI 제어 시스템의 블록선도
Fig. 6. Block diagram of digital PI control system

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

$$G_{CL}(z) = \frac{G_P(z)G_D(z)}{1 + G_P(z)G_D(z)} = \frac{a_0 z^{-3} + a_1 z^{-2} + a_2 z^{-1}}{1 + (b_0 z^{-3} + b_1 z^{-2} + b_2 z^{-1})} \quad (16)$$

여기서,

$$\begin{aligned} a_0 &= -0.0736 K_P \\ b_0 &= -0.0736 K_P - 0.1134 \\ a_1 &= -0.0752 K_P + 0.0007 K_I \\ b_1 &= -0.0752 K_P + 0.0007 K_I + 1.1889 \\ a_2 &= 0.1488 K_P + 0.0015 K_I \\ b_2 &= 0.1488 K_P + 0.0015 K_I - 2.0755 \end{aligned}$$

식 (16)으로 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-Nichols가 제안한 이득 설정 방안을 적용한다.[7][8]

Ziegler-Nichols의 제안에 의하면 폐루프 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 (17)에 따른 관계식으로부터 각각의 이득을 설정한다.

$$\begin{aligned} K_P &= 0.6 K_m \\ K_I &= \frac{K_P \omega_m}{\pi} \\ K_D &= \frac{K_P \pi}{4 \omega_m} \end{aligned} \quad (17)$$

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.

다음의 그림 7은 Ziegler-Nichols 의 방법을 적용하기 위한 ZOH 를 포함한 제어대상 BLDC 모터의 근 궤적도를 나타낸 것으로, 근궤적으로부터 K_m 은 16.01을 구하여 식 (17)에 적용함으로써 이득을 산출할 수 있다.

그림 8은 그림 7에 제시한 Ziegler-Nichols의 이득 설정 방법을 직접 적용한 경우의 단위응답 특성을 나타낸 그림이다.

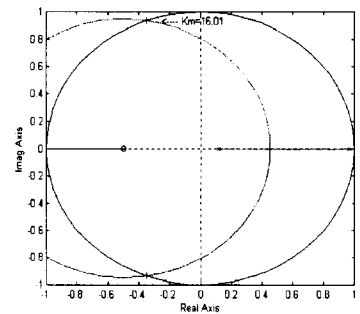


그림 7. 제어대상 플랜트의 근궤적도
Fig. 7. The root-locus for the controlled plant

그림 8에 제시한 제어기의 스텝응답 특성으로부터 Ziegler-Nichols 방법을 직접 적용하는 경우 최대오버슈트는 단위속도에 대하여 약 220 [%] 정도로 매우 과도하게 나타낸다. 시스템의 진동 현상으로 인해 정상상태에 도달하는 정정시간이 약 3 [s] 정도로 지

연이 발생하므로 Ziegler-Nichols 방법의 직접적용에 의한 이득 설정은 본 연구에 적용된 BLDC 모터 구동시스템에 대하여 부적합한 결과를 나타내고 있다.

일반적으로, 2차 계로 표현되는 시스템의 경우 제동비 $\zeta \approx 0.7$ 부근에서 비교적 양호한 시간 응답 특성을 나타낸다.[2][6]

따라서, 본 연구에서는 시간영역에서의 응답특성의 결과로부터 안정된 응답특성을 나타내는 제동비를 $\zeta \approx 0.7$ 로 선정하여 근궤적상에서 이득을 결정한다. 그림 9는 제동비 $\zeta \approx 0.7$ 에서의 근궤적을 나타낸 것으로 과도상태에서 진동의 속도를 나타내는 자연주파수 ω_n 은 0.96이며, 이 점에서의 가상이득 K_m 은 약 2.6 이므로 식 (17)로부터 PI 제어기의 이득을 결정할 수 있다.

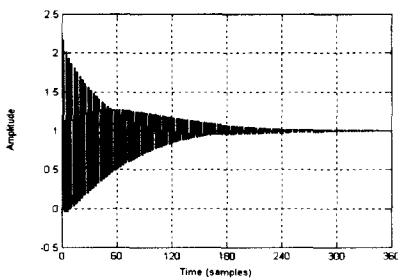


그림 8. 스텝응답 특성 ($K_P = 9.6, K_I = 589.6$)
Fig. 8. The step response of the Ziegler-Nichols design

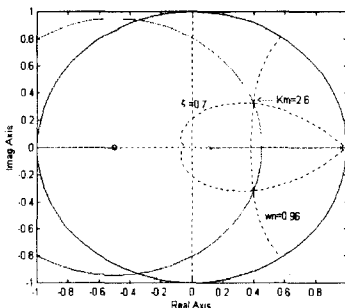


그림 9. 제어대상 플랜트의 근궤적도 ($K_m = 2.6$)
Fig. 9. The root-locus for the controlled plant

그림 10은 그림 9에 제시한 이득 설정 방법을 적

용한 경우의 단위응답 특성을 나타낸 것으로서 단위 속도에 빠르게 추종함을 알 수 있다.

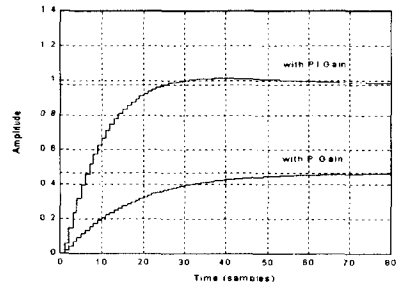


그림 10. 스텝응답 특성 ($K_P = 1.6, K_I = 33$)
Fig. 10. The step response of the Ziegler-Nichols design

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 이론적인 방법으로 다음의 식을 적용한다.[6]-[8]

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (18)$$

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

$$\nu = \frac{2}{T_s} \tan \frac{\omega T_s}{2} \quad (19)$$

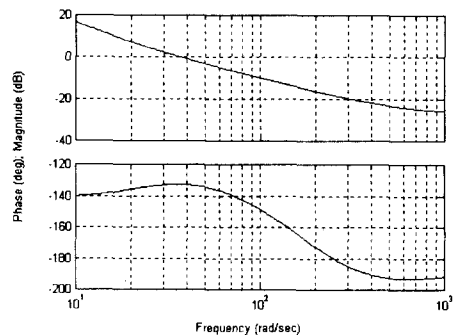


그림 11. 루프의 이득-위상 곡선
Fig. 11. The gain-phase curve for control loop

디지털 PI제어에 의한 브러시리스 직류모터의 안정도 향상

샘플링 이론에 따른 샘플링주기 T_s 와 그림 7의 ($\zeta=0.7$)에서의 근궤적 및 단위응답 특성을 고려하여 ω 평면에서의 루프 전달함수에 대한 Bode 선도를 나타내면 다음의 그림 11과 같이 위상 교차주파수가 이득 교차주파수 보다 높고 약 55° 정도의 위상 여유를 가지므로 폐루프 시스템의 안정성을 예견할 수 있다.

또한, 그림 12는 폐루프 전달특성 $G_{CL}(z)$ 를 나타내는 식 (14)를 기준으로 시뮬레이션한 결과이다.

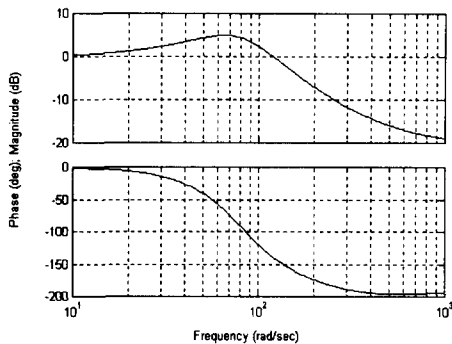


그림 12. 폐루프 이득-위상 곡선
Fig. 12. Gain-phase curve of the closed-loop

4. 실험 및 고찰

제어 대상 모터가 설정속도에 대하여 최소의 오버슈트로 신속히 지령속도에 추종하기 위해서는 피드백 회로로부터 검출된 속도와의 속도 편차가 최소가 되는 최적의 폐루프 제어회로를 설계하여야 한다.

그림 13은 실험을 위한 120° 구형파 전압 구동방식의 BLDC 모터 제어시스템의 구성을 나타내고 있다.

그림에서 구동 회로의 구성은 정류 및 평활부와 모터의 가감속 구동을 위한 가변주파수, 가변 전압변환을 위한 3상 인버터(Inverter) 부로 구성하며, 홀소자로부터 출력되는 위치 검출신호의 펄스주기를 측정하여 회전수를 계산하는 방법을 사용한다.

그림 14는 본 연구에서 사용한 BLDC 모터의 전압에 대한 단위 속도응답 특성을 F/V 변환기를 이용하여 실험한 결과이다. 그림 5에 제시한 스텝응답의 시뮬레이션 결과와 비교하면 단위 응답특성이 상호 일치하는 것을 알 수 있으므로 본 연구에서는 적

용한 파라미터 추정의 타당성을 확인할 수 있다

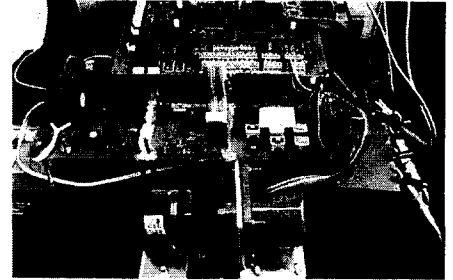


그림 13. BLDC 모터 제어시스템의 구성
Fig. 13. Configuration of BLDC motor control system

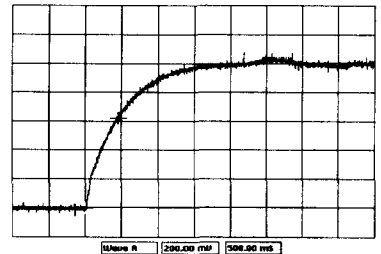


그림 14. BLDC 모터의 스텝응답 특성
Fig. 14. Step response characteristic of controlled BLDC motor

그림 15는 그림 6의 디지털 제어기를 포함한 제어시스템의 구성 및 그림 13의 디지털 제어기에 대한 단위 스텝응답 특성을 실험한 파형의 결과로서, 실험 결과 정정시간(settling time)이 약 0.8 [s]로 Ziegler-Nichols 방법을 직접 적용한 그림 8의 결과와 그림 14에 제시한 응답 특성에 비하여 보다 속응성을 나타내는 것을 알 수 있다.

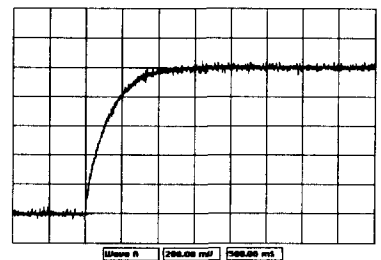


그림 15. PI 제어에 의한 폐루프 스텝응답 특성
Fig. 15. Closed-loop step response of BLDC motor control system with PI

다음의 그림 16은 그림 9에 제시한 근계적을 적용하여 설계한 BLDC 모터 제어 시스템의 부하변동에 대한 과도 응답특성을 측정한 결과이다. 800 [rpm]의 일정 속도에서 운전 중일 때 0.5 [kg·cm]의 부하를 순간적으로 인가하였을 경우의 속도응답 특성을 계측한 것으로 지령속도에 대하여 양호한 추종 특성을 나타내며, 과도상태가 1 [s] 이하로서 양호한 동특성을 보이고 있다.

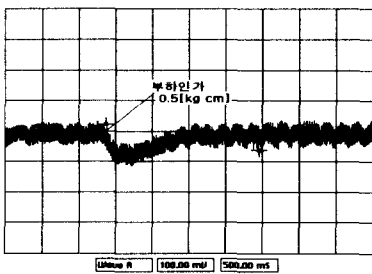


그림 16. 부하 인가시의 응답특성 실험결과
Fig. 16. Experimental results of the load torque

그림 17은 실험에 의한 제어루프의 이득-위상 특성을 나타낸 것으로, 실측한 결과로부터 약 55° 정도의 위상여유를 나타내므로 제어시스템은 안정된 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

또한 그림 15 및 16에 제시한 PI 제어에 의한 페루프 스텝응답 특성 및 부하 변동시 응답특성 실험 결과로부터, 과도한 오버슈트와 지연특성을 나타내는 그림 8의 결과에 비해 정상상태 오차를 최소화하고 최소의 오버슈트를 가지며 정정시간이 약 2 [s] 이하의 안정적인 구동이 가능한 BLDC 모터제어 시스템을 확인할 수 있다.

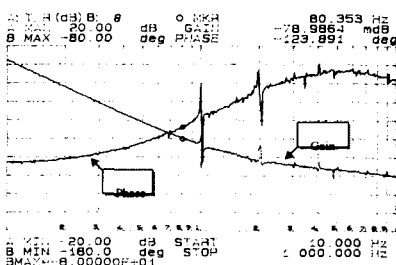


그림 17. 제어 시스템의 주파수영역 실험 결과
Fig. 17. Experimental result of frequency domain for proposed control system

5. 결 론

본 연구에서는 BLDC 모터에 대하여 높은 신뢰성을 갖는 디지털 제어를 구현하기 위하여 50 [W]급 BLDC 모터를 대상으로 실험을 통하여 모터의 제어 파라미터를 산출하고, 피이드백 요소로부터 검출된 속도오차에 대해 제어대상 모터가 최소의 오버슈트로 지령속도에 추종하기 위한 최적의 페루프 제어회로를 설계하였다.

구형과 전압 구동용 BLDC 모터에 대하여 실험을 통하여 파라미터를 산출하고, 근계적도에서 제동비 (ξ)를 0.7 정도로 선정한 후 응용된 Ziegler-Nichols 방법을 적용하여 제어기의 이득을 결정함으로써 안정된 제어를 설계 할 수 있었다.

BLDC 모터의 스텝응답 시뮬레이션 결과와 전압에 대한 단위 속도응답 특성을 F/V 변환기를 이용하여 실측한 실험 결과로부터 단위 응답특성이 상호 일치하였으며, 응답결과로부터 본 연구에서의 파라미터 추정의 타당성을 확인할 수 있었다.

실험결과, 약 20 [dB]의 이득여유와 55° 정도의 위상여유를 나타내므로 정상상태 오차를 최소화하고, 단위속도의 정정시간이 0.8 [s] 이내인 안정적인 구동이 가능한 BLDC 모터의 디지털 제어시스템을 실현할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publication, 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 ed. Addison-Wesley, 1990.
- [4] G.F. Franklin, et al., Feedback control of Dynamic Systems, 3rd ed. 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. ed., Prentice Hall, pp. 281-327, 1994.
- [8] Bahram Shaijan, Michael Hassul, Control System Design using Matlab, Prentice Hall, pp. 284-287, 1993.

◇ 저자소개 ◇

윤 신 용 (尹信容)

1964. 9월 1일생. 1992년 서울산업대학교 전기공학과 졸업, 1994년 동국대 전기공학과 졸업(석사), 1999년 동국대 전기공학과(공박), 1994-1997년 전자부품연구원 정밀기기제어팀 연구원, 1997-1999년 8월 엘지토탈시스템 기술연구소 선임연구원, 1994-1999년 현재, 동서울대학 겸임교수, 1999년 9월-1999년 현재 동국대학교 산업기술연구원 전임연구원.

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(공박). 1977~현재 동국대 전기공학과 교수, 전기학회 평의원. 1999~현재 동국대학교 산업기술원 원장.

김 용 (金龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 동국대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과(공박). 1988~1995년 대림전문대학 제어제측과 부교수. 1995~현재 동국대학교 전기공학과 부교수.

김 철 진 (金澈珍)

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

임 태 빈 (任泰彬)

1957년 3월 6일생. 1979년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1985~1987년 금성정밀 중앙연구소 연구원. 1987~1992년 한국써보(주) 기술연구소 실장. 1993~1995년 삼성전기(주) 정밀기전사업부 실장. 1996~현재 전자부품연구원 정밀기기 연구센터 팀장(수석연구원).