

BLDC 모터의 부하특성개선을 위한 하이브리드형 퍼지 PI 속도 제어기

오준태* . 김 용* . 백수현* . 조규만** . 이규훈***
 *동국대학교. **청주기능대학. ***스마트비전(주)

Design of a Hybrid fuzzy PI Speed Controller
 For Improving The Load Characteristic of a BLDC Motor

Joon-Tae Oh* . Yong Kim* . Soo-Hyun Baek* . Gyu-Man Cho** . Gyu-Hoon Lee***
 *Dongguk University. **ChongJu Polytechnical College. ***Smartvision Tech

Abstract - This paper describes the design and experimental verification of a hybrid fuzzy control system for a BLDC motor drive. The principle of the proposed control system is to use a PI controller which performs satisfactorily in most cases, while a fuzzy controller, which is ready to take over the PI controller, is used when severe perturbations occur. Thus, the PI and fuzzy controller can be managed to take advantage of their positive attributes.

여기의 출력, C_{PI} : PI 제어기의 출력, α : 하중계수를 나타낸다.

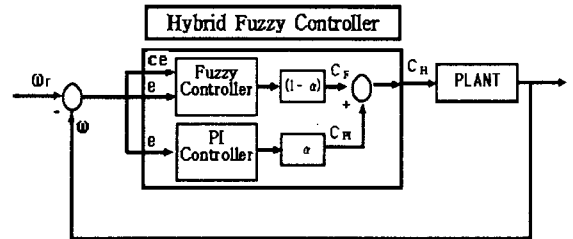


그림 1. 하이브리드형 퍼지 PI 속도 제어기의 블록도

1. 서 론

BLDC 모터는 DC 모터의 제어성과 AC 모터의 견고성을 동시에 겸비하였고, 빠른 응답성과 광범위한 속도 제어 범위를 가지고 있으므로 속도 제어 응용 분야에 널리 사용되고 있다. 한편, PI 제어기는 속도 및 전류의 오차 보정이 용이하고, 정상상태에서의 특성이 우수한 것으로 알려져 있지만, 잦은 부하의 변동이 존재하는 경우에 PI 제어기만으로 만족한 결과를 얻을 수 없다.[1] 그러므로, 부하가 변동하는 조건에서도 BLDC 모터를 원활히 제어하기 위해서는 PI 제어기 보다 강인한 제어 기법이 필요로 된다.[1][2]

일반적으로 과도 상태나 외란이 존재하는 경우에 퍼지 제어기는 강인한 특성을 나타내는 것으로 알려져 있다. 따라서, 퍼지 제어기의 장점과 PI 제어기의 장점을 결합한 하이브리드형 제어기를 사용하면, 부하가 변하는 시스템에서도 만족할만한 성능을 나타낼 수 있을 것이다.[3][4][5]

본 논문에서는 PI 제어기와 퍼지 제어기를 결합한 하이브리드형 제어기를 제안하고 실험을 통해서 그 유용성을 확인하고자 한다.

실험에 사용된 BLDC 모터는 477W이며, 3상 전압형 인버터로 구동된다. 인버터의 제어는 고성능 마이크로프로세서인 DSP(TMS320F240)을 사용하였으며, 제어 알고리즘은 C언어로 구현하였다.[6]

2. 본 론

2.1 하이브리드형 퍼지 PI 제어 시스템의 구성

하이브리드형 제어기는 과도상태나 외란이 존재하는 경우 퍼지 제어기의 출력을 사용하며, 정상상태에서는 PI 제어기의 출력을 결합하여 사용하는 제어기이다. 식(1)은 하이브리드형 제어기의 출력을 나타내며, 그 블록도는 그림 1과 같다.[3]

$$C_H = \alpha \cdot C_{PI} + (1 - \alpha) \cdot C_F \quad (1)$$

여기서, C_H : 하이브리드형 제어기 출력, C_F : 퍼지 제

2.2 PI 제어기

BLDC 전동기의 전압방정식은 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri + K_E \omega \quad (2)$$

여기서, V : 입력전압, i : 입력전류, K_E : 역기전력 상수, ω : 각속도

또한, BLDC 전동기 입력전압과 속도사이의 개루프 전달 함수는 식(3)과 같고, 폐루프 전달함수는 식(4)와 같다.

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{(Ls + R)(sJ + D)} \quad (3)$$

$$G_P(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{G(s)}{(1 + G(s)H(s))} = \frac{K_T}{(sL + R)(sJ + D) + K_E K_T} \quad (4)$$

여기서, $H(s) = K_E$: 역기전력상수, R : 모터의 고정자 저항, L : 모터의 인덕턴스, K_T : 토크 상수, J : 관성 계수, D : 마찰계수이다.

만약, 모터의 댄핑이 없는 경우 식(4)를 간략화 하면 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_P(s) = \frac{K_T}{(s^2LJ + sRJ + K_E K_T)}$$

$$= \frac{\frac{K_T}{LJ}}{(s + \frac{K_E K_T}{RJ})(s + \frac{R}{L})}$$

$$= \frac{1}{(s \tau_M + 1)(s \tau_E + 1)} \quad (5)$$

여기서, $\tau_M = \frac{RJ}{K_E K_T}$: 기계적 시정수, $\tau_E = \frac{L}{R}$: 전기적 시정수이다.

따라서, 식(5)에 대해서 z변환을 취하여 이산화하고, 실험에 사용되어진 BLDC 모터의 계수들의 값, $K_E = 17.7$ [volt/1000rpm], $J = 9.3$ [kg·m²·10⁻⁵], $K_T = 0.145$ [Nm/A], $R = 2$ [Ω], $L = 0.78$ [mH]를 대입하면 식(6)을 얻을 수 있다.

$$G_D(z) = \frac{4.735z + 2.083}{z^2 - 1.063z + 0.076} \quad (6)$$

PI 제어기의 전달함수는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_D(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (7)$$

식(7)을 z변환하면 식(8)과 같다.

$$G_D(z) = K_P + K_I \frac{zT_s}{z-1} \quad (8)$$

여기서, K_P , K_I 는 각각 비례 및 적분상수, T_s 는 샘플링 시간이다.

Ziegler-Nichols 법을 이용하여 각 계수를 구하면 식(9)와 같다.

$$K_P = 0.6K_m, \quad K_I = \frac{K_P \omega_m}{\pi} \quad (9)$$

여기서, ω_m : 시스템 진동 주파수, K_m : 진동 이득이다.

본 논문에서는 K_P , K_I 값을 각각 0.032과 3.98로 선정하였다.

따라서, PI 제어기를 포함한 BLDC 모터 제어시스템의 z 평면상에서의 폐루프 전달함수는 식(10)과 같다.

$$G_{CL}(z) = \frac{G_D(z)G_P(z)}{1 + G_D(z)G_P(z)} \quad (10)$$

2.3 퍼지 제어기

퍼지 제어기의 두 입력 변수, 즉 속도 오차(e)와 오차의 변화량(ce)은 식(11)과 같다.

$$e[n] = \omega_r[n] - \omega[n],$$

$$ce[n] = e[n] - e[n-1] \quad (11)$$

여기서, n: 샘플링 시간 상수, ω : 회전속도, ω_r : 기준속도이다.

퍼지 제어기는 식(11)의 두 입력 변수로부터 증가형 제어 입력(c_F)을 출력한다.

2.3.1 퍼지화 및 입출력 이득 결정

퍼지 제어기는 실제 측정값의 영역을 퍼지 집합의 전체 집합 영역으로 변환시키는 정규화를 필요로 한다. 일반적인 경우 전체 집합은 [-1,1]의 구간을 가진다. 또한, 실제 측정값을 정규화된 퍼지 집합의 값으로 변환하기 위한 스케일링 팩터로서 각각의 이득값이 필요하다. 퍼지 제어기의 입·출력변수(c , c_e , c_F)에 대한 이득 값을 각각 G_e , G_{c_e} , G_{c_F} 라고, 정규화된 입·출력 변수를 식(12)와 같이 정의한다.[1]

$$a = e \cdot G_e, \quad b = ce \cdot G_{c_e}, \quad c_F = c \cdot G_{c_F} \quad (12)$$

모터의 정격속도(ω_{nom})와 기준속도의 단위 변환값이 같다고 가정하면, 제어기의 입력 이득은 식(13)과 같이 표현될 수 있다.[1][2]

$$G_e = 1/\omega_{nom}, \quad G_{c_e} = 1/\omega_{nom}, \quad G_{c_F} = \omega_{nom} \quad (13)$$

이 경우 정규화된 입력 변수 $a = e \cdot G_e$, $b = ce \cdot G_{c_e}$ 의 소속함수는 그림 2와 같이 서로 중첩된 형태로 설정한다.

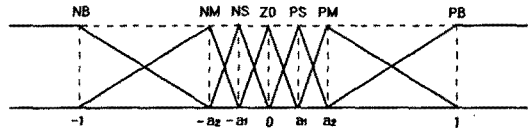


그림 2. 정규화된 소속함수

표1은 정규화된 소속함수를 가지고 Mamdani의 IF-THEN 퍼지 규칙에 의해 만들어진 제어 룰 베이스를 나타낸다.

표 1. 퍼지제어기의 룰 베이스

a \ b	-1	-a ₂	-a ₁	0	a ₁	a ₂	1
-1	-1	-c ₅	-c ₄	-c ₃	-c ₂	-c ₁	0
-b ₂	-c ₅	-c ₄	-c ₃	-c ₂	-c ₁	0	c ₁
-b ₁	-c ₄	-c ₃	-c ₂	-c ₁	0	c ₁	c ₂
0	-c ₃	-c ₂	-c ₁	0	c ₁	c ₂	c ₃
b ₁	-c ₂	-c ₁	0	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄
b ₂	-c ₁	0	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅
1	0	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	c ₅	1

2.3.2 출력소속함수 결정

모터의 속도가 기준속도에 근접할수록 더욱 세밀한 제어가 필요하므로 적절한 c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 의 값을 설정해야 한다. 이를 위하여 c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 의 값을 식(14)와 같이 설정하였다.[2]

$$c_{i+1} - c_i = c_1 \cdot s^i \quad (14)$$

여기서, i 는 1..5, ($c_6=1$)이다.

식(14)에서 c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 는 s만을 사용하여 결정되며, 식(15)와 같이 나타낼 수 있다.[1][2]

$$c_i = \frac{\sum_{k=0}^{i-1} s^k}{\sum_{k=0}^5 s^k} \quad i = 1..5 \quad (15)$$

여기서, s: 출력 소속함수의 스케일링 팩터이다.

2.3.3 비퍼지화

퍼지 제어기로부터 추론된 결과는 제어 출력의 가능성을 표시하는 퍼지 집합이다. 이 제어출력의 가능성으로부터 가장 효과적인 제어기 출력을 정하는 것을 비퍼지화라 한다.

본 논문에서는 비퍼지화 기법으로 단순 퍼지 추론법을 적용하였다. Mamdani의 IF-THEN 규칙에 의하여 규칙 [e_i and ce_i]에 대한 사실 [e and ce]의 적합도 h_i는 식(16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_i = \mu_{e_i}(e) \cdot \mu_{ce_i}(ce) \quad (16)$$

이 경우 제어 입력(c)은 가중치 평균법을 적용하여 식(17)과 같이 얻어진다.

$$c = \frac{abz_1 + a(1-b)z_2 + (1-a)bz_3 + (1-a)(1-b)z_4}{ab + a(1-b) + (1-a)b + (1-a)(1-b)}$$

$$= abz_1 + a(1-b)z_2 + (1-a)bz_3 + (1-a)(1-b)z_4 \quad (17)$$

위의 식에서, a와 b는 식(18)과 같이 주어진다.

$$a = \mu_{e_1}(e) = \frac{e_2 - e}{e_2 - e_1}$$

$$b = \mu_{ce_1}(ce) = \frac{ce_2 - ce}{ce_1 - ce_2} \quad (18)$$

여기서, e₁, e₂는 각각 오차 (e)가 속한 소속함수에서의 최소·최대값이고, ce₁, ce₂는 각각 오차의 변화량 (ce)이 속한 소속함수에서의 최소·최대값이다.

식(17)에서 z₁, z₂, z₃, z₄의 4가지 경우는 각각 제어론 베이스에 따라 추론된 값이다. 전동기의 속도제어를 위한 퍼지 제어 입력값(c_F)은 식(17)에서 구한 제어입력(c)과 이득(G_c)를 곱한 값이다.

2.4 α의 산정

PI 제어기와 퍼지 제어기의 효과적인 합성을 위해 하중계수를 이용하며, 이 하중계수는 소속함수의 형태로써 범중형이나 삼각형을 사용한다.[4]

본 논문에서는 삼각형 형태의 하중계수 소속함수를 식(19)와 같이 나타내었다.

$$\alpha = \mu_{ZR}(e) = \frac{m_{ed} - e}{m_{ed} - m_{st}} \quad (19)$$

여기서, m_{ed}, m_{st}는 하중계수 소속함수의 마지막 값과 시작 값이다.

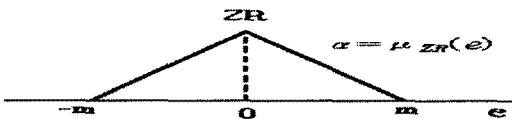


그림3. 하중계수의 소속함수

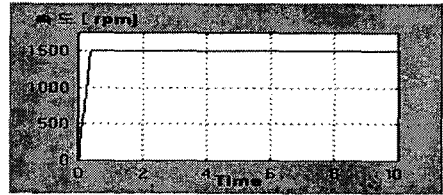
2.5 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서는 Simulink를 사용하여 시뮬레이션을 하였으며, 그림 4는 하이브리드형 제어기의 시뮬레이션 결과이다. 그림 5, 6, 7은 실험결과이며, 하이브리드형 제어기와

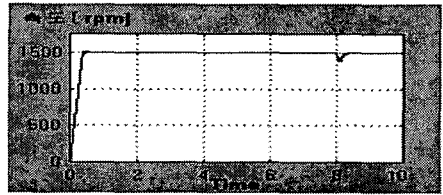
PI 제어기를 사용하여 특성을 비교하였다. 측정장치로는 MAGTROL사의 Dynamometer Controller(DSP6000)를 사용하였다.

2.5.1 시뮬레이션 결과

그림 4(a)는 무부하 상태에서, 기준속도가 1500(rpm)일 때 기동특성을 나타내며, 정상상태 도달 시간은 약 0.2초 정도이다. 그림 4(b)는 약 8초가 경과될 때 1.65(kgcm)의 부하를 인가하는 경우의 응답 특성을 나타낸다. 약 0.5초 후에 기준속도와의 오차가 0.1% 이내로 감소하였다.



(a) 기동특성

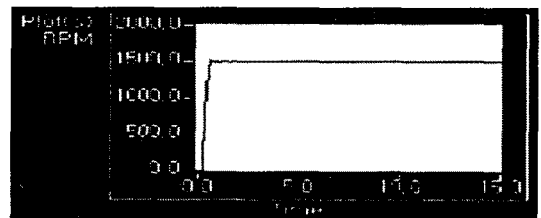


(b) 부하특성

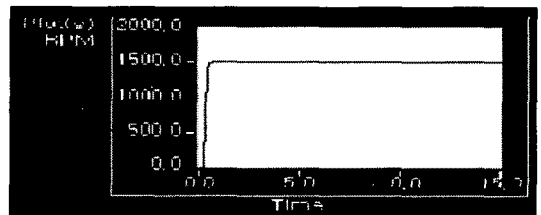
그림4. 시뮬레이션 결과

2.5.2 실험 결과

그림 5는 기준속도 1500[rpm]에서의 기동특성을 나타낸다. 그림 5(a)는 PI 제어기의 특성을 나타내며, 정상상태 도달시간은 약 0.35초 정도이다. 그림 5(b)는 하이브리드형 제어기의 특성을 나타내며, 정상상태 도달시간은 약 0.2초 정도이다.



(a) PI 제어기

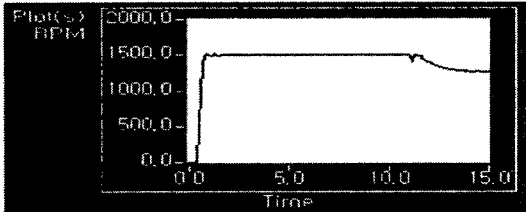


(b) 하이브리드형 제어기

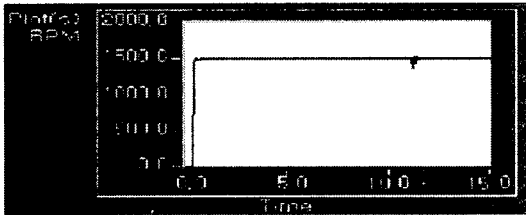
그림5. 기동특성(실험결과)

또한, 그림 6은 기준속도를 1500[rpm]으로 하고 무부하

기동한 후 10초가 경과될 때 1.65(kgcm)의 부하를 인가하는 경우 부하응답특성을 나타낸다. 그림 6(a)의 PI 제어기는 외란 인가 후 4초가 경과해도 기준속도를 추종하지 못하지만, 그림 6(b)의 하이브리드형 제어기는 약 0.5초 후에 기준속도와의 오차가 0.1% 이내로 감소하였다. 실험결과를 통해서 외란에 대해 하이브리드형 제어기는 PI 제어기에 비해 우수한 응답특성을 지니고 있음을 알 수 있다.



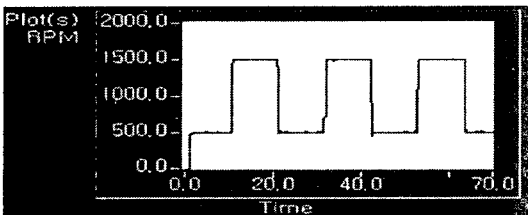
(a) PI 제어기 (부하특성)



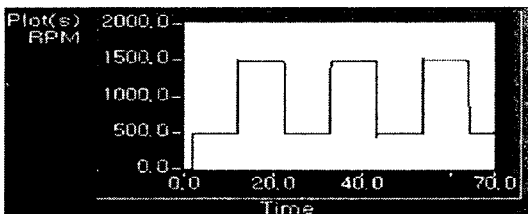
(b) 하이브리드형 제어기 (부하특성)

그림 6. 부하 가변시의 부하 특성(실험결과)

그림 7은 0.8(kgcm)의 부하를 인가한 상태에서 속도를 500(rpm)에서 1500(rpm), 1500(rpm)에서 500(rpm)으로 연속적으로 가변할 경우의 실험결과를 나타내며, PI 제어기를 사용한 경우에는 약간의 속도 변동이 발생함을 볼 수 있지만, 하이브리드형 제어기를 사용한 경우에는 속도변동 없이 설정속도를 원활하게 추종하는 것을 알 수 있다.



(a) PI 제어기(0.8kgcm)



(b) 하이브리드형 제어기(0.8kgcm)

그림 7. 속도가변에 대한 응답특성(실험결과)

3. 결 론

본 논문에서는 BLDC모터의 부하특성 개선을 위한 하이브리드형 제어기를 제안하였다. 하이브리드형 제어기의 제어 알고리즘을 소프트웨어적으로 처리하여 하드웨어를 간략화 하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 부하가 변화하는 상황에서도 하이브리드형 제어기가 기준속도에 잘 추종함을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1]V.Donescu, D.O.Neacsu, G.Griva, "A Systemic Design Method for Fuzzy Logic Speed Controller for Brushless DC Motor Drives", PESC 96, vol. 1, 689-694, June 1996.
- [2]송승준, 김 용외, "전압형 인버터로 구동되는 BLDC 모터의 퍼지 로직 속도 제어기설계", 대한전기학회, B권, 2001.7
- [3]박종혁, 최규석, "퍼지 제어 시스템", 교우사, 2001
- [4]Ahmaed Rubaai, Daniel Ricketts, David Kankam, "Experimental verification of a Hybrid Fuzzy Control Strategy for a high-Performance Brushless DC Drive System", IEEE Transaction on industry application, vol. 37, March/April 2001.
- [5]C.M. Liaw, S.Y. Cheng, "Fuzzy Two Degrees of Freedom Speed Controller for Motor Drive", IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 42, April 1995.
- [6]Texas Instruments "Implementation of a Speed Controlled Brushless DC Drive Using TMS320f240", BPRA064, 1997.7.