

유도전동기 속도제어를 위한 개선된 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어기 설계

° 김상민, 한우용, 이창구, 이공희, 임정훈
전북대학교 전자·정보공학부, 전주공업대학 전기과, 한국항공우주연구원

Modified Neural Network-based Self-Tuning Fuzzy PID Controller for Induction Motor Speed Control

° Sang-min Kim, Woo-yong Han, Chang-goo Lee, Gong-hee Lee, Jeong-heum Im
Chonbuk Univ., Jeonju Technical College, KARI

Abstract - This paper presents a neural network based self-tuning fuzzy PID control scheme for induction motor speed control. The PID controller is being widely used in industrial applications. When continuously used long time, the electric and mechanical parameters of induction motor change, degrading the performance of PID controller considerably. This paper re-analyzes the fuzzy controller as conventional PID controller structure, and proposes a neural network based self-tuning fuzzy PID controller whose scaling factors are adjusted automatically. Proposed scheme is simple in structure and computational burden is small. The simulation using Matlab/Simulink is performed to verify the effectiveness of the proposed scheme.

1. 서 론

일반적으로 AC 벡터 제어를 위한 속도제어기는 PID 알고리즘을 이용하여 구성된다. PID 제어기는 구조가 단순하고 견실성이 우수하며 현장 운전자에게 익숙하다는 장점 때문에 산업현장에 널리 사용되고 있다[1]. 그러나 AC 전동기 제어시스템은 비선형성, 시변특성에 의하여 제어성능이 저하되기 때문에 지속적인 재동조가 필요하다.

이러한 동특성 변화로 인한 제어성능 저하를 보상하기 위하여 파라미터 동조기법이나 적응제어 알고리즘들이 많이 제안되었다. 한편 최근 일부 논문에서는 적응 알고리즘을 추가한 퍼지 PID 제어나 뉴로-퍼지 제어 등 신경 회로망과 퍼지를 이용한 제어기법이 등장하고 있다. 불행하게도 PID 제어기의 파라미터들을 계속적으로 동조하는 알고리즘들은 종종 계산이 복잡하고 계산량이 많아서 고가의 장비를 이용하지 않는다면 실시간 제어에 적합하지 않은 단점을 가지고 있다. 또한, 역전파 알고리즘의 특성상 학습계수가 증가하면 수렴속도가 향상되는 반면에 외란에 대한 강인성이 저하되어 시스템이 쉽게 불안정해질 수 있다는 단점이 있다.[2-4]

본 논문에서는 퍼지의 선형성을 이용하여 PI-PI형 퍼지 PID 제어기의 퍼지 연산부를 간략화 시키고 일반 PID 제어기와 유사한 제어기 출력에 가장 큰 영향을 미치는 출력측 스케일 계수를 단일 신경 회로망 구조로 변경한 신경 회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어기를 제시하였다. PID 제어기 구조를 유지하게 함으로써 model-free 동조기법 등에 의해 결정된 PID 계수를 기반으로 초기값을 설정할 수 있으며 초기 제어구간에서의 안정성을 보장할 수 있다. 또한 단일 신경 회로망 구조를 이용함으로써 신경회로망의 초기 연결강도와 계산량에 대한 문제점을 해결하고 오차의 부호 정보에 따라 학습계수를 변화시키는 가변 학습계수 역전파 알고리즘을 사용하여 외란에 강인하면서도 빠른 수렴 속도를 갖도록 하였다. 제안된 제어기는 구조가 단순하고 계산량이 적어 실시간 제어가 용이하다.

2. 유도전동기 동적 상태 방정식

3상 유도전동기의 동적 상태방정식을 고정자 기준 dq 고정좌표계에서 표현하면 식 (1)과 같다[5].

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}^s}{dt} &= -a_1 i_{ds}^s + a_2 \phi_{dr}^s + a_3 n_p \omega_r \phi_{or}^s + a_0 V_{ds}^s \\ \frac{di_{qs}^s}{dt} &= -a_1 i_{qs}^s + a_2 \phi_{qr}^s - a_3 n_p \omega_r \phi_{or}^s + a_0 V_{qs}^s \\ \frac{d\phi_{dr}^s}{dt} &= -a_4 \phi_{dr}^s - n_p \omega_r \phi_{or}^s + a_5 i_{ds}^s \\ \frac{d\phi_{qr}^s}{dt} &= -a_4 \phi_{qr}^s + n_p \omega_r \phi_{dr}^s + a_5 i_{qs}^s \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

i_{ds}^s, i_{qs}^s : stator currents, ϕ_{dr}^s, ϕ_{qr}^s : rotor fluxs
 V_{ds}^s, V_{qs}^s : stator voltages, ω_r : rotor angular speed
 n_p : number of pole pairs

토크 방정식은 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr}^s i_{qs}^s - \phi_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (2)$$

그림 1. 은 간접벡터 유도전동기 구동 시스템을 나타낸다.

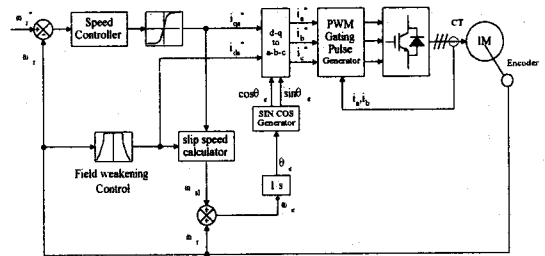


그림 1. 간접벡터 유도전동기 구동 시스템
Fig. 1. Indirect Field Oriented IM drives

3. 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어기

3.1 선형 퍼지 제어기

퍼지 제어기는 일반적으로 비선형 특성을 지닌다. 그러나 특별한 형태의 소속 함수와 추론방법 그리고 제어 규칙 등을 이용하여 선형적인 특성을 갖게 할 수 있다 [6-7]. 임의의 플랜트에 적용한 두 개의 입력과 한 개의 출력을 갖는 일반적인 퍼지 제어기의 구조는 그림 2와 같다.

제어 대상이 주어지면 퍼지제어기의 출력 변수를 결정하고, 제어방법에 따라 필요한 입력변수의 종류를 결정한다. 입력신호의 대집합을 정규화하고 정규화된 두 입력신호를 각각 a(t), b(t)라고 할 때 J. H. Im가 제안한 방법을 이용하여 선형 퍼지 제어기를 설계하면 제어기의 출력은 식 (3)과 같이 표현되고 제어기 입출력 변수 사이에는 식 (4)과 같은 관계가 성립하므로 퍼지 제어기의 출력은 언제나 두 입력의 단순합이 된다[8].

$$u = \left(\frac{a_{i+1}-a}{a_{i+1}-a_i} \frac{b_{j+1}-b}{b_{j+1}-b_j} \right) u_{i,j} + \left(\frac{a-a_i}{a_{i+1}-a_i} \frac{b_{j+1}-b}{b_{j+1}-b_j} \right) u_{(i+1),j} + \left(\frac{a_{i+1}-a}{a_{i+1}-a_i} \frac{b-b_j}{b_{j+1}-b_j} \right) u_{i,(j+1)} + \left(\frac{a-a_i}{a_{i+1}-a_i} \frac{b-b_j}{b_{j+1}-b_j} \right) u_{(i+1),(j+1)} \quad (3)$$

$$a_{i+1} = a_i + \frac{1}{N}, \quad b_{j+1} = b_j + \frac{1}{N}, \quad (4)$$

$$u_{i+1,j} = u_{i,j+1} = u_{i,j} + \frac{1}{N}, \quad u_{i+1,j+1} = u_{i,j} + \frac{2}{N}$$

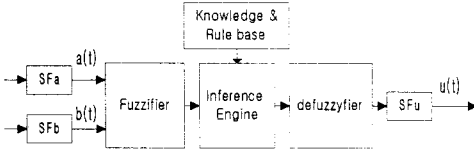


그림 2 일반적인 퍼지 제어기 구조

Fig. 2 The structure of the general fuzzy controller

3.2 퍼지 PID 제어기 설계와 초기 동조

앞 절에서 기술한 방식에 따라 퍼지 제어기를 설계하면 그림 3과 같은 형태의 퍼지 PID 제어기를 얻을 수 있다. Sat은 각각의 입력을 제한하기 위하여 사용되었다.

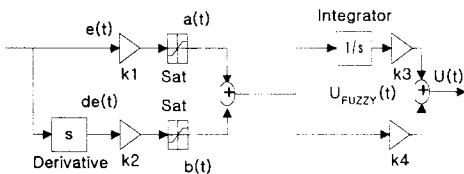


그림 3 간략화된 퍼지 PID 제어기

Fig. 3 Simplified fuzzy PID controller

이산시간 제어에서 퍼지 제어기의 출력 $U_{FUZZY}(z)$ 와 플랜트에 인가되는 입력 $U(z)$ 는 다음과 같다.

$$U_{FUZZY}(z) = \left(k_1 + \frac{k_2}{T} \frac{z-1}{z} \right) e(z) \quad (5)$$

$$U(z) = [k_3 \frac{Tz}{z-1} + k_1] U_{FUZZY}(z)$$

이산시간 제어에서 일반 PID 제어기의 출력은 식 (6)과 같으며, 이때 K_p, K_i, K_d 는 각각 비례, 적분, 미분이득이다.

$$u_{PID}(z) = [K_p + K_d \frac{z-1}{Tz} + K_i \frac{Tz}{z-1}] e(z) \quad (6)$$

일반 PID 제어기 계수와 퍼지 PID 제어기 계수사이에 식 (7)의 관계가 성립할 때 일반 PID 제어기와 퍼지 PID 제어기는 동일한 성능을 갖는다.

$$K_p = k_1 k_1 + k_2 k_3, \quad K_d = k_2 k_1, \quad K_i = k_1 k_3 \quad (7)$$

일반 PID 제어기와 퍼지 PID 제어기의 부분적인 동일성으로부터 일반 PID 제어기 계수 초기 동조법을 기반으로 하여 퍼지 PID 제어기 계수값을 설정할 수 있다[9].

3.3 퍼지 PID 제어기의 온라인 동조

그림 3과 같은 구조의 퍼지 PID 제어기는 퍼지 추론이나 퍼지 연산을 하지는 않지만 특정한 형태의 소속 함수와 추론방법, 그리고 제어규칙을 사용한 퍼지제어기와 동일한 특성을 가짐을 보였다. 그러므로 기존의 퍼지 제어기법을 동일하게 적용할 수 있다. Ishida는 일반 PID제어기와 비슷한 구조를 갖는 신경회로망 기반 제어기를 구성하고 비선형 시스템에 적용하여 좋은 결과를 얻었다[2]. 이를 바탕으로 퍼지형 PID 제어기의 출력계수를 그림 4와 같이 단일 신경 회로망 구조로 변형하였다.

$$u_1(kT) = u_1((k-1)T) + U_{FUZZY}(kT)T$$

$$u_2(kT) = U_{FUZZY}(kT)$$

$$U(kT) = f(u_1(kT), u_2(kT), w_1(kT), w_2(kT))$$

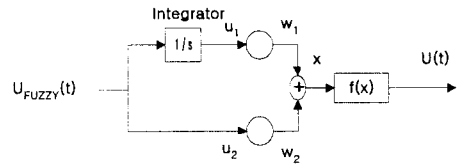


그림 4 신경회로망 구조의 퍼지 PID 제어기 출력부

Fig. 4 Output part of fuzzy PID controller

w_1, w_2 는 신경회로망의 연결 강도이며 그림 4의 퍼지 PID제어기 출력 계수 k_3, k_1 와 같은 의미를 갖는다. $f(\cdot)$ 는 활성화 함수로서 본 논문에서는 $f(x)=x$ 의 선형 함수를 사용하였으며 성능지수 E 를 식 (8)과 같이 정의하고 성능 지수 E 를 최소화하도록 역전파 알고리즘을 적용하였다.

$$E = \frac{1}{2} (\tau(kT) - y(kT))^2$$

$$= \frac{1}{2} e(kT)^2, \quad e(kT) = \tau(kT) - y(kT) \quad (8)$$

$$w_1(kT) = w_1((k-1)T) - \eta \frac{\partial E}{\partial w_1} \Big|_{kT} \quad (9)$$

$$w_2(kT) = w_2((k-1)T) - \eta \frac{\partial E}{\partial w_2} \Big|_{kT}$$

$\tau(kT)$ 와 $y(kT)$ 는 각각 기준 입력과 실제 시스템 출력 값이며 η 는 학습계수이다. 연쇄 법칙을 이용하여 식을 전개하고 다시 정리하면 식 (10)을 얻는다.

$$w_1(kT) = w_1((k-1)T) + \eta e(kT) u_1 \frac{\partial y}{\partial u} \Big|_{kT} \quad (10)$$

$$w_2(kT) = w_2((k-1)T) + \eta e(kT) u_2 \frac{\partial y}{\partial u} \Big|_{kT}$$

학습계수 η 는 일반적으로 상수를 사용하며 수렴속도를 결정하는 중요한 요소가 된다. η 값을 크게 하면 수렴속도는 향상되지만 외란등에 민감하게 되고 쉽게 불안정해진다. 반면에 학습계수가 작으면 수렴속도가 현저히 저하된다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 학습계수를 시스템의 오차 정보에 따라 식 (11)과 같이 가변하도록 하였다.

$$\eta = \frac{\eta_{\max} - \eta_{\min}}{2} \left[\frac{1 - e^{-(\gamma - \epsilon/2)\delta}}{1 + e^{-(\gamma - \epsilon/2)\delta}} + 1 \right] + \eta_{\min} \quad (11)$$

γ 는 시스템 오차와 관련된 정보로써 초기값은 0이며 현재의 오차부호와 한 스텝 이전 오차부호를 비교하여 부호가 같으면 1씩 증가하고 부호가 다를 경우 초기값으로 초기화된다.

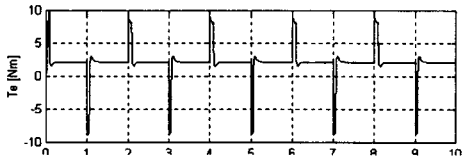
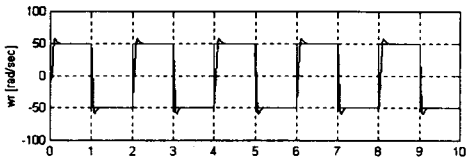
4. 시뮬레이션

앞절에서 제시한 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어기의 성능을 평가하기 위하여 Matlab/Simulink 상에서 벡터제어 유도전동기의 시뮬레이션을 수행하였다. 이를 위하여 표 1.에 제시한 상수값을 가지는 3상 유도전동기 모델을 사용하였다.

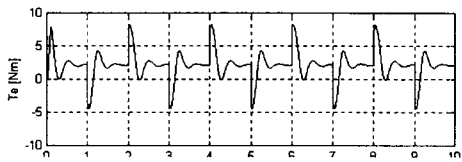
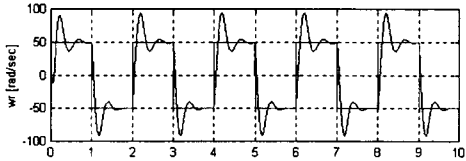
표 1. 유도전동기 파라미터 공칭값

Table 1. Parameters at the nominal case

정격전력, P_{rated}	750 [W]
정격전류, I_{rated}	5.1 [A]
정격전압, V_{rated}	220 [V]
극수, p	2
고정자 저항, R_s	3.56 [Ω]
회전자 저항, R_r	1.90 [Ω]
고정자 인덕턴스, L_s	0.148 [H]
회전자 인덕턴스, L_r	0.148 [H]
자화 인덕턴스, L_m	0.140 [H]
관성모멘트, J	0.0054 [kgm^2]

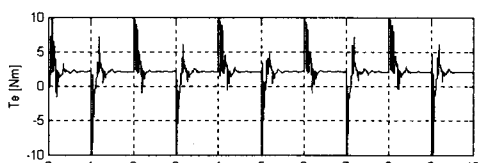
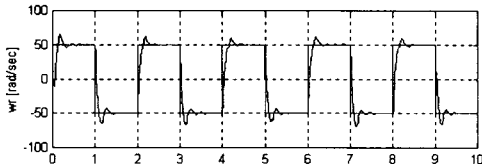


(a) $J=J_n, T_{load}=T_{rated}$ 일때

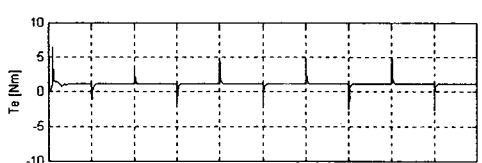
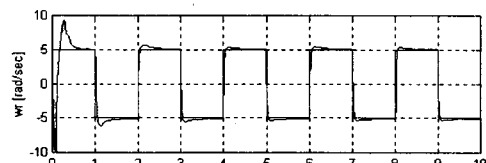


(b) $J=J_n/10, T_{load}=T_{rated}$ 일때

그림 5. 일반 PID 제어를 이용한 속도 응답 파형



(a) 증속에서 응답($J=J_n/10, T_{load}=T_{rated}$ 일때)



(b) 저속에서 응답($J=J_n/10, T_{load}=T_{rated}$ 일때)

그림 6. 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어를 이용한 속도 응답 파형

그림 5은 일반적인 PID 제어를 이용하여 유도전동기 속도제어를 수행했을 때의 응답 파형이다. 그림 5(a)는 정확한 관성 모멘트 값을 사용하고 정격부하를 인가한 경우의 응답 파형이다. 그림 5(b)는 실제값의 1/10 크기의 관성모멘트를 사용하고 정격부하를 인가한 경우의 응답 파형이다. 이러한 경우에 50%이상의 오버슈트가 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 6은 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어를 이용하여 유도전동기 속도제어를 수행했을 때의 응답 파형이다. 그림 6(a)는 실제값의 1/10 크기의 관성모멘트를 사용하고 정격부하를 인가한 경우의 응답 파형이다. 그림 5(b)와 비교하여 오버슈트가 현저하게 감소한 것을 알 수 있다. 그림 6(b)는 그림 6(a)와 같은 상황에서 기준속도 크기를 5(rad/sec)로 주었을 때의 응답 파형이다. 초기에 실제보다 작은 관성모멘트 값과 부하 토크의 인가로 큰 오버슈트가 발생하지만 시간이 지남에 따라 오버슈트가 빠르게 감소하는 것을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 일반 PID 제어기와 퍼지 제어기의 특성을 공통으로 갖는 신경회로망 기반 자기동조 퍼지 PID 제어를 이용하여 유도전동기 속도제어를 행하였다. 제안된 제어기는 일반 PID 제어기의 초기 동조 기법을 동일하게 사용할 수 있으며 퍼지 제어기법을 쉽게 접목시킬 수 있다. 제어기의 출력측 계수를 신경회로망 구조로 변형하고 역전파 알고리즘을 적용함으로써 적응성을 부여하였으며 학습계수를 고정시키지 않고 시스템 오차 정보에 따라 가변하게 하였다. 제안된 제어기는 구조가 단순하고 계산량이 적어 실시간 제어가 용이하며 유도전동기의 속도제어에 적용하여 탁월한 비선형성 보상 능력과 외란에 대한 강인성을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] T. Haggund and K. J. Astrom, "Automatic Tuning of PID Controller", ISA, NC, 1995.
- [2] Y. Ishida, "Nonlinear PID Controller using Neural Networks", IEEE Int. Conf. on Neural Networks, pp. 811-814, 1997.
- [3] Li Cs, Priemer R, "Self-learning General Purpose PID Controller", Journal of the Franklin Institute, vol.334B, no.2, 1997
- [4] Marian B. Gorzalczany, "On Some Idea of a Neuro-Fuzzy Controller", Information Sciences, vol.120, no.1-4, 1999.
- [5] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, 1996
- [6] W. Z. Qiao, M. Mizumoto, "PID type Fuzzy Controller and Parameters Adaptive Method", Fuzzy Sets and Systems, vol.78, pp.23-25, 1996.
- [7] S. Gallchet and L. Foulloy, "Fuzzy Controllers: Synthesis and Equivalences", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol.3, pp. 140-148, 1995.
- [8] J. H. Im, C. G. Lee, "Design of a Neural Network based Self-tuning Fuzzy PID Controller", Trans. of KIEE, Vol. 50, No. 1, pp. 22-30, 2001.
- [9] Derek P. Atherton, "PID Controller Tuning", Computing & Control Engineering Journal, vol.10, pp.44-50, 1999.