

유전자 알고리즘을 이용한 퍼지-PID 제어기에 의한 3상 유도 전동기의 제어

상록수*, 안태천*, 소일영†

*원광대학교 전기전자공학부, 전북 익산시 †(주)지니텍, 대전시 유성구

The Control of 3-Phase Induction Motor by Fuzzy-PID Controller using Genetic Algorithms

Roksoo Sang*, Teachon Ahn*, Ilyoung So†

†Department of Control & Instrument, Wonkwang Univ. Iksan, Chonbuk †Genetec(Co.)

Abstract - This paper proposes the method that estimate optimally the parameters of Fuzzy-PID controller using genetic Algorithm. The controller is desined with the proposed method, and then is applied to 3-phase induction motor. Simulation results show that proposed method is more excellent then FPID and PID.

1. 서 론

지금까지 Fuzzy-PID 제어기를 설계하고 시뮬레이션 하여 이론적으로 성능을 검토하는 연구는 활발히 진행되어 왔으나 실질적으로 플랜트에 직접 적용하여 성능을 Test 하게 된 것은 극히 최근의 일이다. 특히 비선형성이 강한 플랜트에는 아직까지 제대로 적용하지 못하고 있는 실정이다.

3상 유도전동기는 비선형성이 강한 대표적인 플랜트로서 지금까지는 Ziegler-Nichols 방법에 의해 파라미터를 구하는 PID 제어기에 의해 제어되어 왔다. 이 방법은 비교적 나쁘지 않은 성능을 얻을수 있지만 고도로 정밀한 제어를 요하는 경우에는 많은 문제점과 한계를 드러내고 있다.

본 논문에서는 기존 제어기의 문제점을 해결하고 최적화하기 위해 Genetic Algorithm을 이용해 Fuzzy-PID 제어기의 파라미터를 설정하는 방법을 제안하였다. 그리고, 제안된 방법으로 제어기를 설계하고, 3상 유도 전동기에 적용하여 시뮬레이션 하였다. 기존의 방법과 결과를 비교하여 새로운 제어기가 비선형성이 강한 플랜트에서 우수함을 성능을 가졌다다는 것을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 3상 유도 전동기의 동 특성을 모델링하고, 3장에서 이에 알맞은 Fuzzy-PID 제어기를 설계했다. 3.2절에서는 이 제어기의 파라미터를 최적화 하고, 4장에서는 제안된 제어기를 이용해서 시뮬레이션하고 PID 제어기와 Fuzzy-PID 제어기 그리고 Genetic Algorithm을 이용해 파라미터를 설정한 Fuzzy-PID 제어기(GFPID 제어기)의 성능을 비교하여 보였다. 5장에서는 결론과 추론후 과제를 논한다.

2. 3상 유도전동기의 동특성 모델링

고정자 권선이 대칭이며 분포권인 3상 유도 전동기의 전압식은 다음과 같다.

$$V_{abc} = R_{abc} * i_{abc} + P \Phi_{abc} \quad (2.1)$$

여기서,

$$V_{abc} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$$

$$i_{abc} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$$

$$\Phi_{abc} = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$$

$$R_{abc} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix}$$

유도 전동기의 모델은 고정자와 회전자 사이의 상호 인덕턴스 때문에 복잡해지므로 시변계수를 갖는 미분 방정식으로 표현하고 시변계수를 소거하기 위하여 3/2상 변환(D-Q변환)을 이용하였다.

회전자의 d-q축 전압식은 다음과 같다.

$$V_{2q} = R_2 \cdot i_{2q} + \frac{d}{dt} \Phi_{2q} + (\omega - \omega_2) \cdot \Phi_{2d} \quad (2.2)$$

$$V_{2d} = R_2 \cdot i_{2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{2d} - (\omega - \omega_2) \cdot \Phi_{2q}$$

여기서, $(\omega - \omega_2)$ 는 고정자속과 회전자속의 상대 각속도(즉, 슬립 각속도)

고정자와 회전자의 쇄교자속을 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\Phi_{1q} = L_{11}i_{1q} + M(i_{1q} + i_{2q}) = L_1i_{1q} + M i_{2q} \quad (2.3)$$

$$\Phi_{1d} = L_{11}i_{1d} + M(i_{1d} + i_{2d}) = L_1i_{1d} + M i_{2d}$$

$$\Phi_{2q} = L_{22}i_{2q} + M(i_{1q} + i_{2q}) = L_2i_{2q} + M i_{1q}$$

$$\Phi_{2d} = L_{22}i_{2d} + M(i_{1d} + i_{2d}) = L_2i_{2d} + M i_{1d}$$

여기서, L_{11} , L_{22} 은 고정자와 회전자 누설 인덕턴스 M 은 상호 인덕턴스

식 (2.2)와 (2.3)으로부터 동특성 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + P\rho L_1 & -\omega\rho L_1 & PM/L_2 & -\omega M/L_2 \\ \omega\rho L_1 & R_1 + P\rho L_1 & \omega M/L_2 & PM/L_2 \\ -MR_2/L_2 & 0 & R_2/L_2 + P & -(\omega - \omega_2) \\ 0 & -MR_2/L_2 & (\omega - \omega_2) & R_2/L_2 + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

여기서, ω_2 는 회전자 각속도, V_{1d} , V_{1q} , i_{1d} , i_{1q} 는 d, q축 1차 전압, 1차 전류, $\Phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d}$.

$\Phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q}$ 는 d, q축 2차 쇄교자속.

i_{2d} , i_{2q} 는 d, q축 2차 전류, $\rho = 1 - M^2/L_1L_2$ 는 누설계수, P 는 미분 연산자($\frac{d}{dt}$)이다.

(2.4)를 다시 정리하여 상태방정식의 형태로 고치면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\rho L_1} \begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\rho L_1} (R_1 + \frac{M^2 K_0}{L_2^2}) & \omega & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{MR_2}{L_2^2} & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{M}{L_2^2} \omega \\ -\omega & -\frac{1}{\rho L_1} (R_1 + \frac{M^2 K_0}{L_2^2}) & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{M}{L_2^2} (2\omega - \omega_2) & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{MR_2}{L_2^2} \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega - \omega_2 \\ 0 & \frac{MR_2}{L_2} & -(\omega - \omega_2) & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

(2.5)로부터 유도전동기의 발생 토크를 구하면 (2.6)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (i_{2d} \phi_{2q} - i_{2q} \phi_{2d}) \quad (2.6)$$

(2.4)의 제 4 행으로부터 전원주파수와 회전자 각주파수 사이의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$\omega = \frac{R_2 M}{\phi_{2d} L_2} \cdot i_{1q} + \omega_2 \quad (2.7)$$

여기서 (2.7)식이 만족하도록 전원의 동기 주파수를 제어하면 항상 $\phi_{2q} = 0$ 로 되고 $|\phi_2| = |\phi_{2r}|$ 로 일정하게 되며 이것을 일정하게 하는 것은 i_{1d} 를 일정하게 하면 된다.

$$i_{1d} = K_0 \quad (2.8)$$

여기서, K_0 는 구동시스템의 자속-속도 특성에서 결정된다. 이에 따라 순시 토크를 구할 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M^2 K_0}{L_2} i_{1q} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{(MK_0)^2}{R_2} (\omega - \omega_2) \quad (2.9)$$

이상이 2차 자속 일정 슬립주파수 제어형 제어조건으로 (2.7)식에서 동기속도 ω 를 변화시키면 전동기의 속도를 변화시킬 수가 있다. 즉 인코더로부터 읽어들이는 ω_2 와 전류센서로부터 읽은 전류치 i_{1q} 에 의해 새로운 ω 를 연산할 수 있다. 따라서, 속도오차 e 와 속도 오차 변화분 de 는 (2.10)으로 나타낼 수 있으며, 유도 전동기의 속도제어를 할 수 있다.

$$e = S - B \quad (2.10)$$

$$de = \frac{(e_1 - e_2)}{T}$$

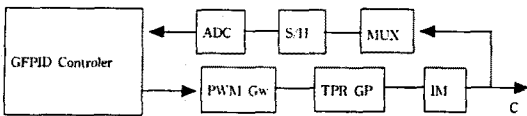


그림 1. GFPID제어기를 가지는 전체 시스템의 구성도

3. 퍼지추론에 의한 PID 제어 알고리즘

3.1 제어 알고리즘

일반적인 제어의 개념적인 측면에서 보면, Fuzzy 제어에서는 오차(e)와 오차의 변화분(de)만의 비율배분의 조합으로 구성 되고, 결국 이 두성분에 의해 u 값이 결정되므로 PID 제어와 비교하면 PD제어기에 상당한다. 이 때문에 정상상태의 특성이 좋지 않게 된다. 이를 보완하기 위하여 퍼지 제어에서는 과도분 제어, 정밀 제어로 분해하여 제어하고, 정상상태 근처에서는 정밀제어를 한다. 그러나 본 논문에서는 2분해 제어를 하지 않고 퍼지 추론에 의한 PID 제어의 개념을 도입하면 (3.1)로 표현 할 수 있다.

$$du = kp \cdot e + ki \cdot ie + kd \cdot de \quad (3.1)$$

오차 e 는 그최대값을 e_m , 최소값을 e_0 라 할 때, 그림 2.과 같이 나타낼 수 있다.

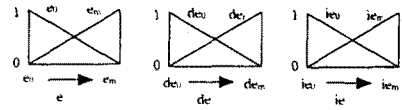


그림 2. e, de, ie의 퍼지집합

따라서 PID 제어기의 규칙을 (3.2)와 같이 퍼지 규칙으로 나타낼 수 있다.

- Rule1 : e_0 AND de_0 AND $ie_0 \Rightarrow f_1$ (3.2)
- Rule2 : e_0 AND de_0 AND $ie_m \Rightarrow f_2$
- Rule3 : e_0 AND de_m AND $ie_0 \Rightarrow f_3$
- Rule4 : e_0 AND de_m AND $ie_m \Rightarrow f_4$
- Rule5 : e_m AND de_0 AND $ie_0 \Rightarrow f_5$
- Rule6 : e_m AND de_0 AND $ie_m \Rightarrow f_6$
- Rule7 : e_m AND de_m AND $ie_0 \Rightarrow f_7$
- Rule8 : e_m AND de_m AND $ie_m \Rightarrow f_8$
- Fact : e de ie

위의 룰을 이용하여 제어기 함수를 구성하면 다음과 같다.

- $f_1 = kp e_0 + kd de_0 + ki ie_0$ (3.3)
- $f_2 = kp e_0 + kd de_0 + ki ie_m$
- $f_3 = kp e_0 + kd de_m + ki ie_0$
- $f_4 = kp e_0 + kd de_m + ki ie_m$
- $f_5 = kp e_m + kd de_0 + ki ie_0$
- $f_6 = kp e_m + kd de_0 + ki ie_m$
- $f_7 = kp e_m + kd de_m + ki ie_0$
- $f_8 = kp e_m + kd de_m + ki ie_m$

위의 제어기함수를 가진 Fuzzy-PID 제어기를 그림 3.과 같이 구현하였다.

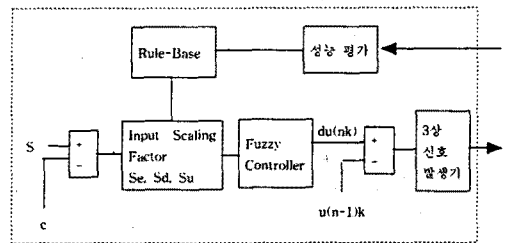


그림 3. Genetic Algorithm을 가진 Fuzzy-PID 제어기

3.2 유전자 알고리즘에 의한 Fuzzy-PID 파라미터 동조

Fuzzy 제어기는 PI제어기와 동일한 입출력 구조를 가진다. 그러나 파라미터는 소속함수에 따라 동조된다. 본 논문에서는 Fuzzy 제어기의 파라미터 동조 방법으로 Genetic Algorithm을 사용하였다.

Genetic Algorithm에서는 생물학적인 유전자인 연쇄체에 해당하는 문자열을 가지고 생물과 같은 재생산, 교배, 돌연변이를 거쳐 다음 세대의 자손을 만들어 낸다. Genetic Algorithm은 지금까지의 최적화 이론 중에서 가장 우수한 이론으로 꼽힌다. 본 논문에서는 Off-line으로 Algorithm을 수행하여 얻은 결과를 Rule-Base화하여 사용하였다.

$\hat{a}e$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
	ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
	PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB

그림 4. 제어기 규칙 환산계수

4. 시뮬레이션 및 결과

앞에서 제시한 Algorithm의 성능을 평가하기 위하여 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 제정수는 표 5.1과 같다.

정격 출력	1/2 [Hp]
정격 속도	1750 [rpm]
R1	20.72 [Ω]
R2	9.579 [Ω]
L1	17.755 [Ω]
L2	17.755 [Ω]
정격 전부하 전류	2.4 [A]
정격 Id	1.5 [A]
정격 전압	220 [V]
M	13.280 [Ω]
P	4극
J	0.018 [kgm^2]
효율	66 [%]
역률	66[%]
기동전류	14.5[A]
부하 J	1.464 [kgm^2]
Te	0.23 [kgm]
온도상승	57 [$^{\circ}\text{C}$]
기동 토크	210 [%]
최대 토크	270 [%]

표 1. 유도 전동기의 제정수

종래의 PID 제어기와 Fuzzy-PID 제어기 그리고 제안한 방법인 GFPID 제어기에 의한 계단응답 결과를 그림 5에 비교하여 그렸다. 여기서 Fuzzy-PID 제어기는 자동동조 방법으로 동조한 상태이고, PID 제어기는 Ziegler-Nichols방법으로 파라미터를 설정한 상태이다. 또한 GFPID 제어기는 Genetic Algorithm에 의하여 500회 iteration 하여 동조한 것이다.

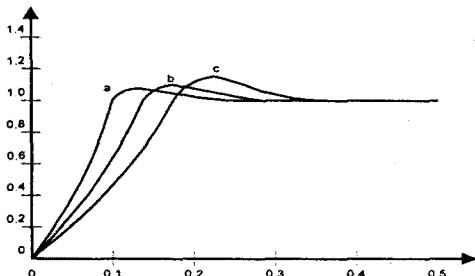


그림 5. 각 제어기의 단위계단응답 A:GFPID, B:FPID, C:PID

그림 5에서 GFPID 제어기는 상승시간이 매우 빠르

면서도 오버슈트는 오히려 감소 한다는 것을 알수 있다. 또한 정상상태의 오차도 거의 없다는 것을 보여준다.

그림 6.은 GFPID 제어기의 파라미터 동조에 사용되는 Genetic Algorithm의 iteration수에 대해 시뮬레이션한 결과이다. a는 500, b는 100 그리고 c는 50세대를 시뮬레이션 한 것이다. 각 응답곡선은 iteration이 많이 행해질수록 더욱 좋은 성능을 가짐을 보여준다.

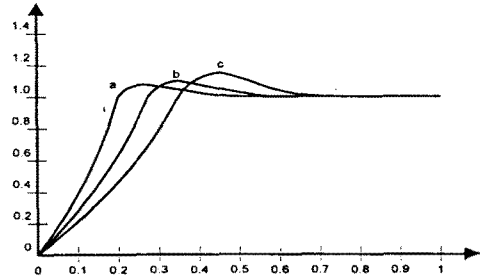


그림 6. Iteration에 따른 GFPID 제어기의 단위계단 응답

5. 결 론

본 논문에서 Fuzzy-PID 제어기의 동조방법으로 Genetic Algorithm을 사용하는 방법을 제안하였고, 이를 3상 유도 전동기에 적용하여 종래의 PID 제어기 및 일반적인 방법으로 동조한 Fuzzy-PID 제어기보다 더 좋은 특성을 가지고 있음을 시뮬레이션을 통하여 입증하였다. 본 논문에서 개선된 GFPID 제어기는 외란이 있어도 잘동작하며 오차 발생이 갑자기 증가하여도 퍼지 환산계수, 소속함수폭, 피크치가 Rule-Base에 의해 곧바로 동조되어 설정목표를 빠르게 추종함을 알 수 있다. 비록 전문가의 경험에 의해 파라미터가 잘 동조되어 있다 할 지라도 운전중 변화하는 파라미터나 외란, 잡음 등에 의해 특성이 변화할 수 있으나 본 연구에서는 Rule-Base에 의해 신속히 양호한 특성으로 변환되었다.

향후 연구과제로 PID 제어기로는 접근이 어려운 시스템에 비선형적이고 모델링이 어려운 경우에 비교적 양호한 특성이 기대된다. 그리고, Genetic Algorithm의 On-line 수행 성능이 좋지 않아, On-line상에서 Rule-Base의 변화를 기대할 수 어렵다는 점이 과제로 남아 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] C.C.Lee, "Fuzzy Logic in Control System : Fuzzy Logic Controller - Part 1", IEEE Trans. on SMC., Vol. 20, NO. 2, Mar/Apr., pp.404 - 418, 1990
- [2] Jhon Cleland and Wayen Turner, "Fuzzy Logic Control of AC Induction Motor", IEEE Reserch Tringle Institute, pp. 843 - 850, 1992
- [3] Peter J. Gawthrop and Panos E. Nomikos, "Automatic Tuning of Commercial PID Controller for Single-Loop and Multi-Loop Application", IEEE Control System Magazine, pp. 34 - 42, 1990
- [4] Jinn-Moon Yang, Jorng-Tzong Horng and Cheng-Yan Kao, "Continuous Genetic Algorithm for Global Optimizatopn", ICGA Genetic Algorithms, Vol. 7, pp. 230 -237, 1997
- [5] Justinian P. Rosca, "Analysis of Complexity Drift in Genetic Programming", Genetic Programming, Vol. 2, pp. 286 - 294, 1997