

유전자 알고리즘에 의해 동조된 Fuzzy-PID제어기를 이용한 3상 유도전동기의 속도제어

안태천, 상록수*
원광대학교 제어계측공학과, 전북 익산시

Speed Control of 3-Phase Induction Motor using Fuzzy-PID Controller Based on Genetic Algorithms

Ahn Tea-chon, Sang Rok-soo

Department of Control & Instrument Engineering, Wonkwang University, Iksan

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 than FPID and PID.

1. 서 론

3상 유도전동기는 비선형성이 강한 대표적인 플랜트로서 지금까지는 주로 PID 제어기에 의해 제어되어 왔다. PID 제어기는 공정분야에서 많이 사용되는 알고리즘으로 근래에 우수하고 정교한 제어이론들이 개발되었음에도 불구하고 PID 제어가 가장 많이 사용되고 있는 이유는 제어기의 구조가 간단하며 제어대상이 자연시간이 크거나 비선형특성을 갖지 않는다면 만족스러운 제어목적을 달성할 수 있기 때문이다. PID 제어변수의 최적치를 구하는 것은 많은 시행착오를 통해서 가능할 것이다. 그러나 이러한 방법은 프로세스의 특성이 달라질 때마다 다시 시행해야 하며 많은 연산시간을 필요로 한다. 따라서 보다 체계적인 동조방법은 1943년 Ziegler와 Nichols에 의해 제안되었다. 그러나, 이 방법은 비교적 나쁘지 않은 성능을 얻을수 있지만 최대 오버슈트가 150%에 도달하도록 설계된다.

본 논문에서는 기존 제어기의 문제점을 해결하고 최적화하기 위해 Genetic Algorithm을 이용해 Fuzzy-PID 제어기의 파라미터를 설정하는 방법과 퍼지 클러스터링 설계법을 이용하여 새로운 제어기를 설계하였다. 3상 유도전동기가 주변 환경에 따라 파라미터가 변화되고 또 파라미터의 변화가 유도 전동기 구동 특성에 크게 영향을 주는 것을 감안하여 본 시스템의 고성능, 고정도 제어를 위하여 제안된 퍼지제어알고리즘을 적용하여 파라미터가 자동동조 기능을 갖는 유도 전동기의 구동 시스템에 적용하였으며 그 특성을 기존의 PID 제어방식과 비교하여 평가하였다. 그리고, 컴퓨터 시뮬레이션을 시험하였다. 그 성능을 기존의 방법과 결과를 비교하여 새로운 제어기가 비선형성이 강한 플랜트에서 우수함을 성능을 가졌다는 것을 보일 것이다.

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 고정자축과 회전자축의 상대 각속도(즉, 슬립 각속도)

고정자와 회전자의 쇄교자속을 아래와 같이 표현 할 수 있다.

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

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

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

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

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.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + P_0L_1 & -\omega_0L_1 & PM/L_2 & -\omega M/L_2 \\ \omega_0L_1 & R_1 + P_0L_1 & \omega M/L_2 & PM/L_2 \\ -MR_2/L_2 & 0 & R_2/L_2 + P & -(\omega - \omega_2) \\ 0 & -MR_2/L_2 & (\omega - \omega_2) & R_2/L_2 + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

여기서, ω_2 는 회전자 각속도, $V_{1d}, V_{1q}, i_{1d}, i_{1q}$ 는 d, q축 1차 전압, 1차 전류, $\Phi_{2d} = Mi_{1d} + L_2i_{2d}$, $\Phi_{2q} = Mi_{1q} + L_2i_{2q}$ 는 d, q축 2차 쇄교자속.

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

(2.4)를 다시 정리하여 상태방정식의 형태로 고치면 다음과 같다.

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

$$\begin{vmatrix} -\frac{1}{\rho L_1}(R_1 + \frac{M^2\omega_1}{L_1^2}) & \omega & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{MR_2}{L_1^2} & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{M}{L_1^2} \omega_2 \\ -\omega & -\frac{1}{\rho L_1}(R_2 + \frac{M^2\omega_2}{L_2^2}) & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{M}{L_2^2} (2\omega - \omega_2) & -\frac{1}{\rho L_1} \frac{MR_1}{L_2^2} \\ \frac{MR_2}{L_1} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega - \omega_2 \\ 0 & \frac{MR_1}{L_2} & -(\omega - \omega_2) & -\frac{R_1}{L_2} \end{vmatrix} \quad (2.5)$$

(2.5)로부터 유도전동기의 발생 토오크를 구하면 (2.6)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (i_{1d}\Phi_{2q} - i_{2q}\Phi_{1d}) \quad (2.6)$$

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

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

여기서 (2.7)식이 만족하도록 전원의 동기 주파수를 제어하면 항상 $\Phi_{2q} = 0$ 로 되고 $|\Phi_2| = |\Phi_{2d}|$ 로 일정하게 되며 이것을 일정하게 하는 것은 i_{1d} 를 일정하게 하면 된다.

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

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

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

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

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

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

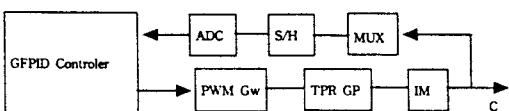


그림 1. GFPID제어기를 가지는 전체 시스템의 구성도

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 구성되고, 결국 이 두 성분에 의해 u 값이 결정되므로 PID 제어와 비교하면 PD제어기에 상당한다. 때문에 정상상태의 특성이 좋지 않게 된다. 이를 보완하기 위해 퍼지 제어에서는 과도분 제어, 정밀 제어로 분해하여 제어하고, 정상상태 극저에서는 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.

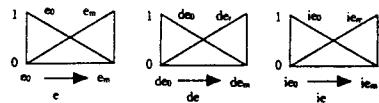


그림 2. e, de, ie의 퍼지집합

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

$$Rule1 : e0 AND de0 AND ie0 \Rightarrow f1 \quad (3.2)$$

$$Rule2 : e0 AND de0 AND iem \Rightarrow f2$$

$$Rule3 : e0 AND dem AND ie0 \Rightarrow f3$$

$$Rule4 : e0 AND dem AND iem \Rightarrow f4$$

$$Rule5 : em AND de0 AND ie0 \Rightarrow f5$$

$$Rule6 : em AND de0 AND iem \Rightarrow f6$$

$$Rule7 : em AND dem AND ie0 \Rightarrow f7$$

$$Rule8 : em AND dem AND iem \Rightarrow f8$$

$$Fact : e \quad de \quad ie$$

위의 률을 이용하여 제어기 함수를 구성하면 다음과 같다.

$$f1 = kp e0 + kd de0 + ki ie0 \quad (3.3)$$

$$f2 = kp e0 + kd de0 + ki iem$$

$$f3 = kp e0 + kd dem + ki ie0$$

$$f4 = kp e0 + kd dem + ki iem$$

$$f5 = kp em + kd de0 + ki ie0$$

$$f6 = kp em + kd de0 + ki iem$$

$$f7 = kp em + kd dem + ki ie0$$

$$f8 = kp em + kd dem + ki iem$$

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

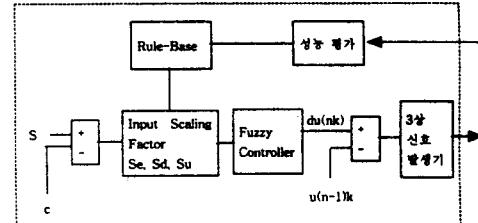


그림 3. Genetic Algorithm을 가진 Fuzzy-PID 제어기

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 연색체에 해당하는 문자열을 가지고 생물과 같은 재생산, 교배, 돌연변이를 거쳐 다음 세대의 자손을 만들어낸다. Genetic Algorithm은 지금까지의 최적화 이론 중에서 가장 우수한 이론으로 꼽힌다. 본 논문에서는 Off-line 으로 Algorithm을 수행하여 얻은 결과를 Rule-Base화 하여 사용하였다.

de e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	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]
회율	66 [x]
역률	66[x]
기동전류	14.5[A]
부하 J	1.464 [kgm^2]
Te	0.23 [kgm]
온도상승	57 [$^{\circ}\text{C}$]
기동 토오크	210 [x]
최대 토오크	270 [x]

표 1. 유도 전동기의 제정수

종래의 PID 제어기와 Fuzzy-PID 제어기 그리고 제안한 방법인 GFPID 제어기에 의한 계단응답 결과를 그림 5.에 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.

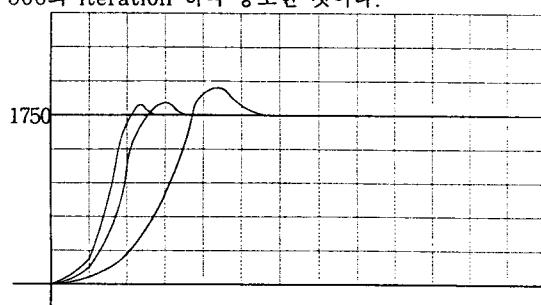


그림 5. 각 제어기의 단위계단응답 A: GFPID, B:FPID, C:PID

그림 5.에서 GFPID 제어기는 상승시간이 매우 빠르면서도 오버슈트는 오히려 감소 한다는 것을 알 수 있다. 또한 정상상태의 오차도 거의 없다는 것을 보여준다.

표 2는 GFPID 제어기의 파라미터 동조에 사용되는 Genetic Algorithm의 iteration수에 대해 시뮬레이션 한 결과이다. a는 500, b는 100 그리고 c는 50세대를 시뮬레이션 한 것이다. 각 응답곡선은 iteration이 많이 행해질수록 더욱 좋은 성능을 가짐을 보여준다.

방법	PI
종래의 PID	12.1975
a	10.0437
b	9.5790
c	9.2394

표 2. Iteration에 따른 GFPID 제어기의 단위계단응답의 성능지표

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 잘 동작하며 오차 발생이 갑자기 증가하여도 퍼지 환산계수, 소속함수, 피크치가 Rule-Base에 의해 곧바로 동조되어 설정목표를 빠르게 추종함을 알 수 있다. 비록 전문가의 경험에 의해 파라미터가 잘 동조되어 있다 할 지라도 운전 중 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 시스템으로 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