

유도 전동기를 위한 자기 동조 퍼지 제어기 설계

Design of the Self-Tuning Fuzzy Controller for an Induction Motor

전광호, 이한영, 박준열

홍익대학교 전자 전기 공학부

Kwang-Ho Chun, Han-Young Lee, Joon-Yul Park

School of Electronic and Electrical Engineering, Hong Ik University

ABSTRACT

퍼지 제어기는 유도 전동기에 대한 정확한 수학적 모델링의 과정 없이 IF-THEN 규칙으로 제어하는 비선형 제어기로서 과도 응답 특성과 외란에 대한 강인성 면에서 고전 제어 방식보다 우수한 성능을 보여준다. 그러나 입출력 변수의 공간을 균등하게 나누고 일정한 형태의 삼각형 멤버십 함수를 이용한 퍼지 제어기는 한정된 성능 이상을 기대할 수 없다. 따라서 퍼지 제어기의 성능을 향상시키기 위해서는 멤버십 함수의 폭과 위치를 조정하는 것이 필요하다. 본 연구에서는 퍼지 제어기의 각 변수에 할당된 삼각형 멤버십 함수의 폭을 유도 전동기의 광범위한 속도에서의 과도 응답 상태에 따라 가변시킴으로써 유도 전동기의 성능을 향상시키는 방법에 대해 연구하였다.

I. 서론

유도 전동기는 직류 전동기에 비해 기계적 접촉을 일으키는 브러쉬나 정류자가 없어 견고하고 보수가 용이하다는 잇점과 구조가 간단하고 소형, 경량, 가격의 저렴함등 여러 가지 장점을 보유하고 있다. 그러나 전기적 양(量)인 전류와 전압 등의 입력 변수들이 역학적 양인 토크 및 속도 등의 출력 변수와 복잡하게 결합되어 있는 비선형 결합 시스템이므로 제어가 용이하지 않으며, 상변환(相變換)인버터 소자의 빠른 스위칭 시간이 요구되는 단점을 지니고 있다[2]. 그러나 최근에 들어 스위칭이 자유로운 SCR 또는 다이리스터 등 전력용 트랜지스터들과 전력용 고속 스위칭 소자의 개발 및 인버터의 고성능화로 전력 주파수의 조절이 용이하게 되었다.

또한 유도 전동기는 벡터 제어 방식에 의해 토크와 자속의 슬립을 분리하는 분리 특성을 갖게 되어 직류 전동기와 같이 빠른 응답 특성을 갖게 되었다. 그러나 벡터 제어 방식은, 유도 전

동기의 저속 동작 영역에서, 온도 상승에 의한 고정자 저항의 변동에 의한 고정자 자속의 추정이 어려운 문제점이 있다. 따라서 이러한 문제점으로 인해 저속 동작시 유도 전동기의 속도 제어 및 토오크 제어가 곤란하다.

유도 전동기의 동특성에 관한 정확한 수학적 모델링이 요구되지만 실질적으로는 유도 전동기의 동특성을 정확히 수학적으로 모델링하기가 불가능하다. 따라서 정확한 수학적 모델링이 필요없고, 제어기 구성이 간단하고, 시스템 응답이 강인한 퍼지 제어 방식에 관한 많은 연구가 이루어지고 있다.

퍼지 제어기는 유도 전동기에 대한 정확한 수학적 모델링의 과정 없이 IF-THEN 규칙으로 제어하는 비선형 제어기로서 과도 응답 특성과 외란에 대한 강인성 면에서 고전 제어 방식보다 우수한 성능을 보여준다. 그러나 입출력 변수의 공간을 균등하게 나누고 일정한 형태의 삼각형 멤버십 함수를 이용한 퍼지 제어기는 한정된 성능 이상을 기대할 수 없다. 따라서 퍼지 제어기의 성능을 향상시키기 위해서는 멤버십 함수의 폭과 위치를 조정하는 것이 필요하다. 본 연구에서는 퍼지 제어기의 각 변수에 할당된 삼각형 멤버십 함수의 폭을 유도 전동기의 광범위한 속도에서의 과도 응답 상태에 따라 가변시킴으로써 유도 전동기의 성능을 향상시키는 방법에 대해 연구하였다.

위 사항을 위한 본 논문의 구성은 다음과 같다. I장 서론에 이어 II장에서는 유도 전동기의 제어 방법에 대하여 고찰하였고 III장 퍼지 제어 알고리즘과 IV장 모의 실험과 고찰, V장 결론으로 구성되었다.

II. 유도 전동기의 제어 방법

유도 전동기의 제어 방법은 자속 벡터의 측정 방법에 따라 직접 벡터 제어 방법(direct vector control method)과 간접 벡터 제어 방법(indirect vector control method)으로 구분된다[2],[3],[4].

직접 벡터 제어 방법은 위상 공간에서의 회전자 자속의 위상각과 크기를 센서나 자속 모델을 이용하여 측정하는 방법인데 자속 센서에 의해 측정된 자속으로부터 $\cos \omega_e t$ 와 $\sin \omega_e t$ 를 발생하여 기본적인 제어 파라미터인 i_{ds}^* 와 i_{qs}^* 를 고정축의 d축 성분 i_{ds}^{**} 와 q축 성분 i_{qs}^{**} 로 변환한다. 회전자의 자속을 측정하는 방법으로는 전동기의 공극에 홀 효과 검출기(hall CT)를 설치하는 방법과 공극에 자속 측정 코일을 설치해 유기 전압을 적분하여 구하는 방법등이 있다. 그러나 이러한 방법들은 온도에 따라 센서의 출력이 동요하여 그 보상이 어렵고 측정 장치의 설치에 따른 문제가 발생한다. 또한 직접 벡터 제어 방식은 고정자의 저항에 의존하고 있어 고정자 저항의 온도 변화에 따른 정확한 회전자 속도 추정이 어렵고, 유도 전동기의 정지 상태에서는 회전자 자속의 계산이 되지 않기 때문에 낮은 속도 영역에서는 시스템의 특성이 나빠지게 된다.

따라서 본 논문에서는 고정자 전류와 회전자의 속도를 이용하여 자속 벡터를 얻는 간접 제어 방식을 이용한다. 즉 슬립각의 추정값 θ_{sl} 과 유도 전동기의 회전자 위치의 추정값 θ_r 의 합으로 자속각 θ_e 를 추정한다. 그림 1은 위상도를 이용한 간접 벡터 제어 방식의 원리를 나타내고

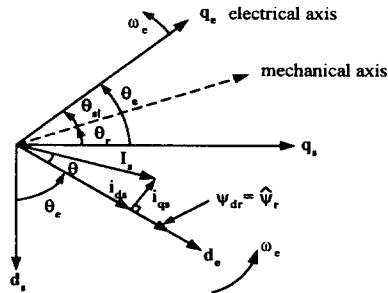
있다. 그림 1에서 $d_s - q_s$ 축은 고정자에 고정된 고정축이고 $d_e - q_e$ 축은 동기 속도 ω_e 로 회전하는 회전축이다. 공극 자속과 회전자 누설 자속으로 구성된 회전자 자속 벡터 $\overline{\Psi}_r$ 은 d_e 축과 일치한다. 그러므로 분리 제어를 위하여 고정자의 자속 성분 전류 i_{ds} 는 d_e 축과 일치되어 있고 토오크 성분 전류 i_{qs} 는 q_e 축에 일치되어 있다.

다음식은 회전 기준축 $d_e - q_e$ 축을 기준으로한 유도 전동기의 회전자 전압 방정식이다.

$$\frac{d \Psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{d \Psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} = 0$$

여기서, $\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}$ 이고 $\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}$ 이다.



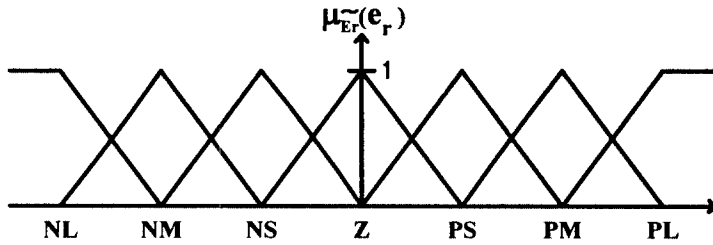
<그림 1> 간접 벡터 제어 방법에서의 전류 벡터도.

III. 퍼지 제어 알고리즘

퍼지 제어 알고리즘을 실현시키기 위한 퍼지 논리 제어기는 2개의 퍼지 입력 상태 변수와 1개의 크리스프한 입력 변수 조건에 따라 자속을 일정하게 유지하면서 유도 전동기의 속도를 제어하기 위한 1개의 제어 변수를 출력시키게 설계되었다.

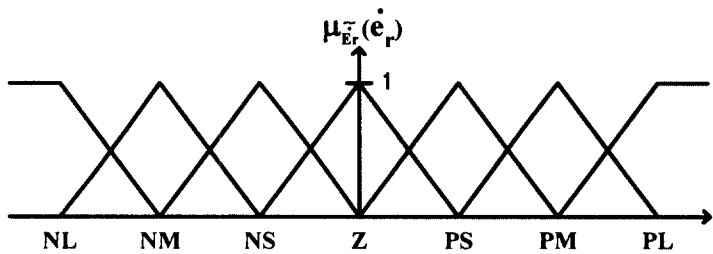
퍼지 제어기의 입력으로 사용되는 2개의 퍼지 상태 변수 중 첫 번째 퍼지 상태 변수는 기준 속도 ω_r^* 과 추정 속도 $\omega_r(k)$ 의 오차를 퍼지 연산자를 이용하여 퍼지화 시킴으로써 얻어진다.

주어진 속도 오차 퍼지 변수의 전체 퍼지 집합(universe of discourse of velocity error)은 7개의 중첩된 퍼지 집합 - Negative Large(NL_{E_r}), Negative Medium(NM_{E_r}), Negative Small(NS_{E_r}), Zero(Z_{E_r}), Positive Small(PS_{E_r}), Positive Medium(PM_{E_r}), Positive Large(PL_{E_r}) 등의 퍼지오차 - 으로 구성된다. 각 속도 오차의 소속 함수는 그림 2와 같이 정규화 된 삼각 분포(normalized triangular distribution)를 갖는다.



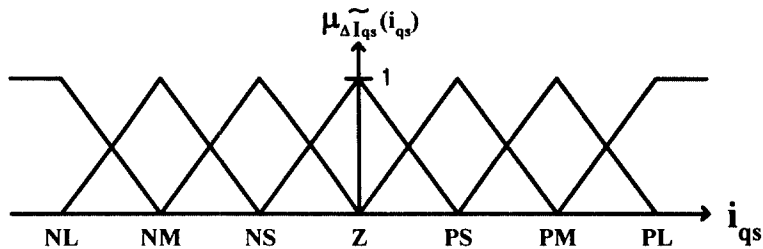
<그림 2> 속도 오차의 소속 함수 분포.

두 번째 퍼지 변수는 속도 오차의 변화율을 퍼지 연산자를 이용하여 퍼지화함으로써 얻어진다. 주어진 속도 오차 변화율 퍼지 변수의 전체 퍼지 집합(universe of discourse of velocity error change) 역시 7개의 중첩된 퍼지 집합 - Negative Large(NL_{E_r}), Negative Medium(NM_{E_r}), Negative Small(NS_{E_r}), Zero(Z_{E_r}), Positive Small(PS_{E_r}), Positive Medium(PM_{E_r}), Positive Large(PL_{E_r}) 등의 퍼지오차 - 으로 구성된다. 각 속도 오차 변화율의 소속 함수는 그림 3과 같이 정규화 된 삼각 분포(normalized triangular distribution)를 갖는다.



<그림 3> 속도 오차 변화율의 소속 함수 분포.

그림 4 에서 나타낸 퍼지 변수는 출력 Δi_{qs}^* 이고 그림 4와 같은 퍼지 분포를 나타낸다.



<그림 4> Δi_{qs}^* 의 소속 함수 분포.

이 연구에서의 제어 규칙은 속도 오차와 속도 오차 변화율을 이용한 경험적 지식을 바탕으로 다음과 같은 IF - THEN 형태를 갖는 퍼지 조건문(fuzzy conditional statement)으로 표시된 언어적 표현(linguistic description)을 사용한다.

IF - THEN 형태를 갖는 i 번째 퍼지 제어 규칙 R_i 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_i : \text{IF " } \widetilde{E}_r \text{ " is " } A_i \text{ " and " } \widetilde{E}_r \text{ " is " } B_i \text{ " THEN " } \Delta i_{qs}^* \text{ " is " } N_i \text{ "}$$

여기서 A_i, B_i, N_i : 퍼지 세그먼트(fuzzy segment)

따라서, 퍼지 규칙 베이스는 제어기의 동작 원리의 경험에 의하여 다음과 같은 지식 베이스에 의해 구성되었다.

$$\text{IF " } \widetilde{E}_r \text{ " is "NL" and " } \widetilde{E}_r \text{ " is "PL" THEN } \Delta i_{qs}^* \text{ is "PS" } \quad (2)$$

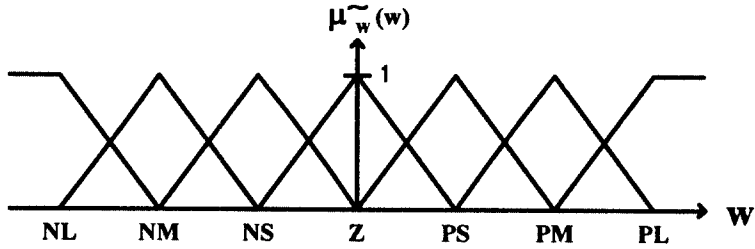
일례로 식 (2)의 경우는 유도 전동기의 실제 속도 ω_r 이 지령치 속도 ω_r^* 보다 매우 느리고 ω_r 이 ω_r^* 로 매우 빠르게 가속되고 있다는 것이기 때문에 퍼지 제어기의 증가 명령 전류를 조급한 양의 방향으로 증가시키라는 것이다.

이와 같은 지식 베이스에 의해 도표 1과 같은 규칙 베이스가 구성되었다.

<도표 1> 퍼지 제어기의 규칙 베이스

| RULE BASE | \widetilde{E}_r | | | | | | | |
|-------------------|-------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| | Δi_{qs}^* | NL | NM | NS | Z | PS | PM | PL |
| \widetilde{E}_r | NL | PL | PL | PL | PM | PM | PM | PS |
| | NM | PL | PL | PM | PM | PM | Z | NL |
| | NS | PL | PM | PM | PM | PS | NS | NL |
| | Z | PL | PM | PS | Z | NS | NM | NL |
| | PS | PL | PS | NS | NM | NM | NM | NL |
| | PM | PL | Z | NM | NM | NM | NL | NL |
| | PL | NS | NS | NM | NM | NL | NL | NL |

대부분의 퍼지 제어기는 이와 같이 입출력 변수의 공간을 균등하게 나누고 일정한 형태의 삼각형 멤버쉽 함수를 사용함으로써 한정된 성능 이상을 기대 할 수 없다. 유도 전동기의 속도 제어에서 유도 전동기의 속도가 고속, 중속, 저속인 경우 출력 Δi_{qs}^* 의 범위는 크게 차이가 난다. 그럼에도 불구하고 일반적인 퍼지 제어기의 출력 변수의 범위가 고정되어 있기 때문에 속도에 따라 강인한 제어는 가능하지만 미세 제어 부분에서 떨림과 진동이 줄어 들지는 않는다. 따라서 본 연구에서는 퍼지 제어기의 성능을 향상시키기 위해서 그림 2, 그림 3, 그림 4로 주어진 퍼지 변수들의 폭을 그림 5와 같이 퍼지화하고 그에 따른 추론을 하여 얻어진 결과를 바탕으로 퍼지 제어기가 동작하도록 한다.



<그림 5> 멤버십 함수의 폭에 대한 소속 함수 분포.

퍼지 제어기의 퍼지 추론 결과는 제어 입력 전체 집합에서 정의된 퍼지값을 출력하여 실제 제어 입력으로 사용할 수 없기 때문에 이를 명확한 비퍼지값으로 변환시켜야 한다. 퍼지 제어기에서 비퍼지화는 추론 결과의 수치적 해석으로 이해할 수 있으며 비퍼지화에 관한 체계적인 방법은 아직까지 없으며, 본 연구에서는 비퍼지화(defuzzification) 과정을 위하여 Product-Sum-Gravity 방법을 이용한 모의실험을 하였고 그에 대한 결과를 비교하였다.

IV. 모의 실험 및 검토

시뮬레이션은 일반적인 P.I 제어 방법, 일반적인 퍼지 제어 방법, 제안한 퍼지 제어 방법으로 수행하였다.

과도 응답과 정상 상태 응답 특성의 비교는 도표 2, 3과 같다

<도표2> 각각의 제어기에 대한 상승 시간과 정정 시간 [단위 sec]

| | P. I 제어기 | | 일반적인 퍼지 제어기 | | 제안한 퍼지 제어기 | |
|----------|----------|--------|-------------|--------|------------|--------|
| | 상승 시간 | 정정 시간 | 상승 시간 | 정정 시간 | 상승 시간 | 정정 시간 |
| 1250 rpm | 0.1062 | 0.1211 | 0.1141 | 0.1242 | 0.1133 | 0.1239 |
| 800 rpm | 0.0640 | 0.0939 | 0.0628 | 0.0797 | 0.049 | 0.0821 |
| 200rpm | 0.0534 | 0.6806 | 0.0534 | 0.8607 | 0.0417 | 0.0082 |

<도표3> 각각의 제어기에 대한 최대오버슈트 백분율과 정상상태 오차

| | P. I 제어기 | | 일반적인 퍼지 제어기 | | 제안한 퍼지 제어기 | |
|----------|----------|--------|-------------|---------|------------|--------|
| | 최대오버슈트 | 정상상태오차 | 최대오버슈트 | 정상상태오차 | 최대오버슈트 | 정상상태오차 |
| | [단위 %] | | [단위 %] | | [단위 %] | |
| 1250 rpm | 0 | 0.2 | 0 | 0.2 | 0 | 0.2 |
| 800 rpm | 1.59238 | 0.0842 | 2.67425 | 0.1062 | 3.430025 | 0.0831 |
| 200rpm | 38.02400 | 0.0082 | 36.73075 | 0.06895 | 36.42215 | 0.0079 |

V. 결 론

일반적으로 퍼지 제어기가 상승 시간(rising time)이나 정정 시간(settling time)은 PI 제어기에 비하여 짧으며 과도 응답에서의 진동이 적어 고주파 잡음이 작다는 장점은 있으나 overshoot나 정상 상태에서의 오차는 퍼지 제어기의 설계 방식에 따라 PI 제어기에 비하여 성능이 떨어질 수도 있다. 보통 사용되고 있는 퍼지 제어기의 경우는 특히 회전 속도가 낮아질수록 PI 제어기에 비하여 성능이 현저히 떨어지고 있다. 따라서 보편적으로 사용되는 멤버십 함수의 폭이 일정한 퍼지 제어기 보다 유도 전동기의 속도에 따라 개락 제어인지 미세 제어인지를 구분하여 멤버십 함수의 폭을 조정된 퍼지 제어 방식을 채택하여 과도 응답 특성 및 정상 상태 응답 특성을 개선함이 타당하다.

참고문헌

- [1] M. Depenbrock, "Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machines", IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct., 1988.
- [2] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives. Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall, 1986.
- [3] K. Hasse, "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchron Kurzschlußlanfermaschinen", Darmstadt, Techn. Hochsch., Diss., 1969.
- [4] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines," Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220, May, 1972.
- [5] I. Takashi and T. Noguchi, "A new quick-response and highefficiency control strategy of an induction motor", IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-22, no. 5, pp.820-827, 1986.
- [6] X. Xu. R. DeDoncker and D. W. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive", in PESC 1988 Conf. Rec., pp. 870-876.
- [7] X. Xu. R. DeDoncker and D. W. Novotny, "A stator flux orientation control of induction machines in the field weakening region", in IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 437-443, 1988.
- [8] R. d. Lorenz and D. B. Lawson, "A simplified approach to continuous, on-line turning of field oriented induction machine drives", in IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 444-449, 1988.
- [9] A. Ollero and A. J. Garcia-Cerezo, "Direct digital control, autotuning and supervision using fuzzy logic", Fuzzy Sets Syst., vol. 30, pp. 135-153, 1989.
- [10] H. Bühler, "Einführung in die Theorie geregelter Drehs-tromantriebe", Bd. 1, Bd. 2, BASEL Stuttgart, Birkhauser, 1977.
- [11] W. Leonard, Control of Electrical Drives. Berlin: Springer Verlag, 1985.
- [12] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in control system : Fuzzy logic controller.-Part I", IEEE Trans. Syst. Man Cybern., vol. 20, pp. 404-418, 1990.

- [13] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in control system : Fuzzy logic controller.-Part II", IEEE Trans. Syst. Man Cybern., vol. 20, no. 2, pp. 404-418, 1990.
- [14] M. Braae and D. A. Rutherford, "Selection of parameters for a fuzzy logic controller", Fuzzy sets Syst., pp. 185-199, 1979.
- [15] 이규택, 이장규, "삼각 퍼지 멤버쉽 함수의 특성," 한국 퍼지 시스템 학회 논문지, 제5권 제1호, 1995. 3.