

유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위한 퍼지제어기의 설계

이훈균, 이정철, 정동화
순천대학교 전기제어공학과

Design of Fuzzy Control for High Performance of Induction Motor Drive

Hong-Gyun Lee, Jung-Chul Lee, Dong-Hwa Chung
Dept. of Electrical Control Engineering, Suncheon National University

Abstract - For high performance induction motor drives such as mill drives, elevator, spindle drive, NC and so on, smart speed controls is usually required, that requires a precise current control. This paper is proposes design of fuzzy controller which makes use of the output voltage of the space vector PWM inverter. Also, proposes the performance fuzzy controller for high performance vector control of induction motor drive system. The performance of a fuzzy controller is compared with that of an PI controller in an internal loop. The validity of the proposed technique is confirmed by simulation results for induction motor drive system.

1. 서 론

최근, 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 성취하기 위하여 적절한 제어방법의 개발에 많은 노력을 기울여 왔으며 그 중 퍼지논리 알고리즘은 강력하고 유망한 방법으로 평가받고 있다.⁽¹⁾⁻⁽³⁾ 유도전동기 드라이브 시스템의 응답을 개선하기 위하여 PID 제어기의 자동동조⁽⁴⁾ 및 다변수 상태 피드백 제어를 도입하여 d-q축 비간섭 전류제어기에 대한 연구가 수행되었다.⁽⁵⁾ 이러한 제어기는 단지 시스템의 동작 및 요구되는 시스템의 성능에 근거하여 설계되기 때문에 파라미터 변동에도 민감하게 반응하지 않는다. 그리고 최소 안정시간에 의한 최소 오버슈트를 얻기 위해 퍼지제어기의 적용이 매우 효율적인 결과를 얻을 수 있다. 유도전동기 드라이브 시스템에서 존재하는 파라미터 변동, 피이드백 신호오차 및 부하의란 등 매우 비선형으로 나타나고 일반적인 선형화 제어 방법으로 해결하기가 어렵다. 그러나 제어기로부터 전문가 경험을 적용한 퍼지논리 제어는 비선형성 문제를 쉽게 해결할 수 있으며 매우 유연성이 있고 구현하기도 간단하다. 따라서 본 연구에서는 퍼지제어기를 설계하여 유도전동기 드라이브 시스템을 고성능 제어를 실현한다.

2. 본 론

2.1 유도전동기 모델링

평형 3상 유도전동기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자 권선은 대칭이고 분포권이며 자기회로의 비선형, 저항변화 및 MMF의 고조파 성분등은 무시한다. 따라서 유도전동기의 고정자 a-b-c축상의 전류와 전압을 d-q축으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_e L_m & R_r + pL_r & -\omega_e L_r \\ \omega_e L_m & pL_m & \omega_e L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$

출력 토오크는 식(2)과 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (2)$$

여기서, P는 극수이다.

식(1)을 전류와 자속에 관한 미분방정식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma R_r}{\sigma L_r}\right) & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m \omega_e}{\sigma L_s L_r} \\ \omega_e & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{L_m \omega_e}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -\omega_e & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) : \text{누설계수}$$

2.2 공간벡터 PWM

풀전압과 스위칭 함수와의 관계는 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bs} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_b - S_c - S_a) \\ V_{cs} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{aligned} \quad (4)$$

상전압 V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 과 식(4)의 스위칭 함수에서 8개의 출력전압이 가능하고 이를 공간상에 벡터로 도시하면 그림1과 같다.

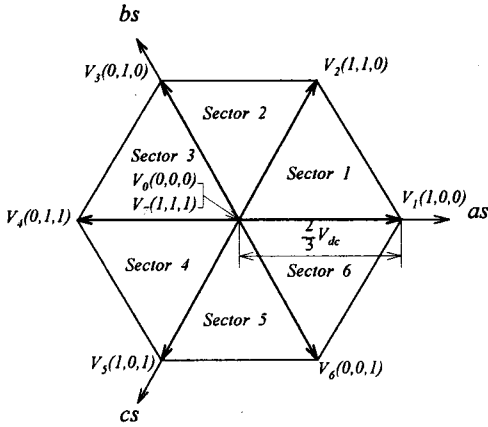


그림1 스위칭 함수에 따른 공간 전압 벡터

폴전압은 기본적으로 스위칭 상태에 의해 결정되므로 폴전압을 이용하여 스위칭 시간을 결정한다. 그림2는 폴전압 및 게이팅 인가시간 사이의 관계를 나타낸다.

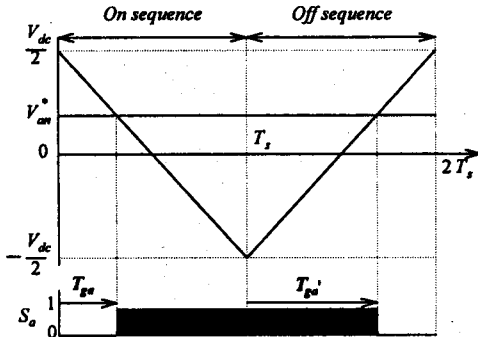


그림2 폴전압과 게이팅 인가시간의 관계

폴전압과 게이팅 인가시간 사이에는 선형적인 관계가 있으며, 온 시퀀스 및 오프 시퀀스의 경우에 대하여 각각 식(5), (6)과 같다.

$$T_{ga} = -\frac{V_{an}^*}{V_{dc}} T_s + \frac{T_s}{2} \quad (5)$$

$$T_{ga} = \frac{V_{an}^*}{V_{dc}} T_s + \frac{T_s}{2} \quad (6)$$

2.3 퍼지 제어기의 설계

본 연구에서는 퍼지제어기 설계하여 유도전동기 드라이브의 고성능으로 운전한다. IF~ THEN~ 형식의 퍼지제어 규칙이 정성적 지식으로서 언어적 제어규칙을 형식화하는 방법이다. 퍼지 페루프 제어시스템의 구조는 최종 제어신호 U 를 2가지 상태 변수 오차(e)와 오차의 변화분(Δe)로 추정한다. e 와 Δe 는 실제값 E 와 ΔE 를 각각의 이득계수 GE 와 GC 를 나누어 얻어진 단위 입력 신호이다. 출력변화량 ΔU 는 출력에 환산계수 GU 를 단위 출력에 곱하여 얻는다.

$$e(p.u.) = \frac{E(n)}{GE}$$

$$\Delta e(p.u.) = \frac{\Delta E(n)}{GC}$$

$$\Delta U(p.u.) = \frac{PU(n)}{GU} \quad (7)$$

제어기에 대한 입력변수는 매 샘플링마다 오차(e)와 오차의 변화량(Δe)으로부터 결정되며 "IF~ THEN~"형식의 언어 규칙으로 표현된다. 이러한 규칙은 주로 전문가의 지식이나 경험에 의해서 얻는다.

각 변수에 대한 소속함수는 그림3과 같다. 여기서 NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB는 언어 변수로서 다음과 같다.

NB : Negative Big PS : Positive Small
 NM : Negative Medium PM : Positive Medium
 NS : Negative Small PB : Positive Big
 ZO : Zero

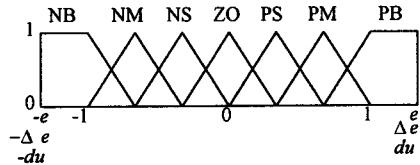


그림3 소속 함수

그림3의 소속 함수에서 크게 3개의 변수에 대한 소속함수의 형태로 표현한다.

퍼지 논리 제어기의 입력변수로서 속도 오차 E 와 오차의 변화분 ΔE , 출력 변수로서 지령속도의 변화량 $\Delta \omega_r$ 를 사용하면 다음과 같다.

$$E(kT) = \omega_r^*(kT) - \omega_r(kT) \quad (8)$$

$$\Delta E(kT) = E(kT) - E((k-1)T) \quad (9)$$

따라서, 입력에 대한 E 와 ΔE 를 언어변수로 발생된 제어 규칙들은 표1과 같은 퍼지 규칙베이스를 얻는다.

표1 퍼지 규칙베이스

| $E \backslash \Delta E$ | NB | NM | NS | ZO | PS | PM | PB |
|-------------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| PB | ZO | PS | PM | PB | PB | PB | PB |
| PM | NS | ZO | PS | PM | PB | PB | PB |
| PS | NM | NS | ZO | PS | PM | PB | PB |
| ZO | NB | NM | NS | ZO | PS | PM | PB |
| NS | NB | PB | NM | NS | ZO | PS | PM |
| NM | NB | PB | PB | NM | NS | ZO | PS |
| NB | NB | NB | NB | NB | NM | NS | ZO |

2.3. 해석결과

그림4는 공간벡터 PWM 방식에 의해 유도전동기의 간접 벡터제어를 수행하는 블록도를 나타낸다. 속도제어기의 출력 I_{qe}^* 는 토크성분의 기준값이 되고 전류제어기의 출력은 인버터 전압의 기준값이 된다.

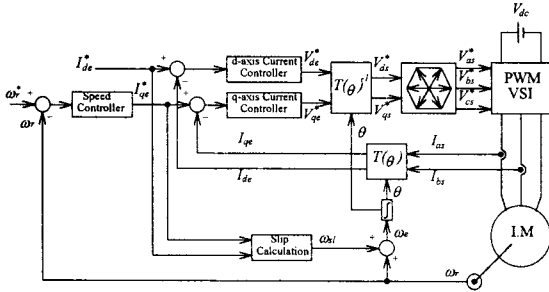


그림4 공간벡터 PWM을 이용한 유도전동기 간접벡터제어

연구에서 사용한 유도전동기 드라이브 시스템의 파라미터는 표2와 같다.

표2 유도전동기 드라이브 시스템의 파라미터

| |
|--|
| 3(Phase), 10(Hp), 4(Pole), 60(Hz) |
| $R_s = 0.5532(\Omega), R_r = 0.392(\Omega), L_s = 65.00(mH)$ |
| $L_r = 65.00(mH), L_m = 63.40(mH)$ |
| $J = 0.02745(Kg \cdot m^2), B = 0.000658(N \cdot m \cdot sec / rad)$ |

그림5와 6은 180(rad/s)의 속도로 정상상태 운전중 부하토크를 7(N·m)을 0.3(sec)동안 주었을 경우 PI 제어기와 퍼지제어기에 대해 속도와 토크의 응답 특성을 나타낸다. 그림(a)는 지령속도와 실제 속도 그림(b)는 부하토크와 발생토크를 나타낸다. 퍼지제어기는 PI 제어기에 비해 실제속도 및 발생토크는 지령속도와 부하토크에 매우 양호하게 추종되고 있다.

3. 결 론

본 연구에서는 유도전동기의 고성능 제어를 위한 퍼지제어기를 설계하여 고성능 제어를 실현하였다. 퍼지제어기를 구현하여 유도전동기는 파라미터 및 부하변동에 강인성 제어를 수행하여 시스템의 성능을 향상시켰다. 그리고 최소 안정화 시간에 의한 오버슈트가 적게 나타나는 결과를 얻었다. 퍼지제어기 설계를 통해 속도 및 부하변동에 양호한 응답특성을 구하였다. 퍼지제어기를 종래의 PI 제어기와 비교하여 퍼지제어기 성능의 우수성을 입증하였다.

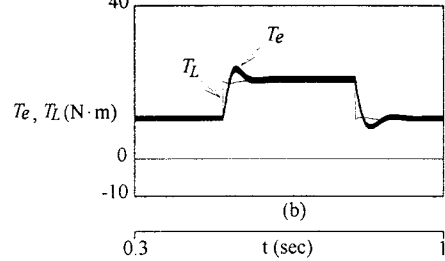
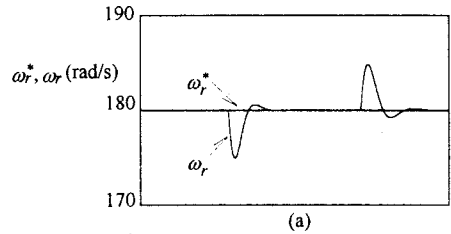


그림5 PI 제어기를 이용한 속도와 토크 응답특성

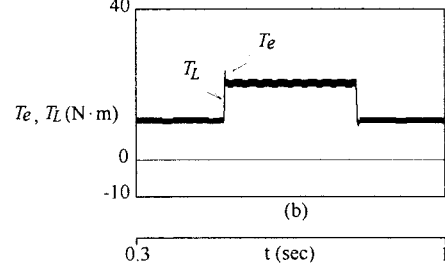
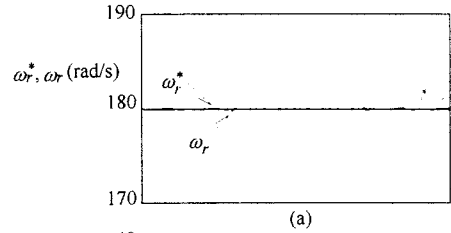


그림6 퍼지 제어기를 이용한 속도와 토크 응답특성

[참 고 문 헌]

- [1] L. Zhen, L. Xu, "A comparison study of three fuzzy schemes for indirect vector control of induction machine drive," in IEEE-IAS Meet., pp. 1725-1732, 1996.
- [2] L. Baghli, H. Razik and A. Rezzoug, "Comparison between fuzzy and classical speed control within a field oriented method for induction motors," EPE Conference '97, vol. 2, pp. 444-448, 1997.
- [3] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti and A. Testa, "Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives," IEEE Trans. PE, vol. 12, no. 6, pp. 1028-1040, 1997.
- [4] K. J. Astrom and T. Hagglund, "Automatic tuning of PID controllers," Instrument society of America, 1988.
- [5] D. C. Lee, S. K. Sul and M. H. Park, "High performance current regulator for a field oriented controlled induction motor drive," IEEE Trans. on IA, vol. 24, no. 1, pp. 1247-1257, 1994.