

선형 영구자석형 동기 전동기의 Fuzzy 기반 Self-Tuning PI 속도 제어기에 관한 연구

李進夏[†], 崔 哲^{*}, 金喆禹^{**}

A study of Self-Tuning PI Speed Controller Based on Fuzzy for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

Chin-Ha Lee, Cheol Choi, and Cheul-U Kim

요 약

본 논문에서는 속도 오차의 최소화와 안정된 응답 특성을 가진 선형 영구자석형 동기 전동기를 이용한 시스템을 구성하기 위해서 속도 오차와 속도 오차의 미분항을 입력 변수로 하고 PI 룩업-테이블(look up table)을 이용한 퍼지(fuzzy) 기반 자기동조(self-tuning) PI 속도 제어기를 제안 하였다. 부하가 변동되는 제어 환경이나 시스템에 비선형성 외란이 가해지는 경우, 고정된 최초의 이득 설정 또는 NC 공작기에서 사용되는 속도에 따른 가변이득 조절 방식만으로는 원하는 제어특성을 기대하기가 어렵다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해서 기존의 고정이득 방식 및 속도 변동량에 따른 가변이득 방식을 제안한 방식과 시뮬레이션 및 4상한 운전 실험을 통해 비교함으로써 제안된 방식이 기존의 방식들보다 안정되고 빠른 속도 응답특성을 가짐을 확인하였다.

ABSTRACT

Servo system has commonly adapted PI controller with fixed gains, because of its simplicity and determinative relationship among the parameters. The fixed gains PI system may be applied well to some operation conditions, but not non-linearities, complex and time variant operation conditions. For solving these problems, another conventional method, "variable gain schedule according to speed", is published. The value of gain is determined according to the absolute value of the mover real speed.

In this paper, FSTPIC(Fuzzy Self-Tuning PI Controller) is proposed based on various experiences to rapidly reduce speed error and to secure a good speed response characteristics. The effectiveness of proposed algorithms is demonstrated by comparing to two conventional gain systems via 4-quadrant operation.

Key Words : FSTPIC(Fuzzy Self-Tuning PI Controller), Variable gain schedule, K_P , T_I , K_I , Look Up Table

1. 서 론

[†] 교신저자 : 정희원, 부산대 대학원 전기공학과 석사과정
E-mail : chleeh@otis.co.kr

^{*} 정희원, OTIS-LG 서보 R&D팀 부장

^{**} 정희원, 부산대 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2004. 9. 30 1차 심사 : 2004. 10. 15
2차 심사 : 2004. 10. 29 심사완료 : 2004. 11. 2

최근 산업체에서는 반도체 장비, 자동화 분야 및 공작기계를 중심으로 선형 영구자석형 동기 전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : PMLSM)의 수요가 점차 증가하는 추세이다. 일반적으로 선형 영구자석 동기 전동기가 적용된 서보 시스템에서는 비례적분제어 방식을 이용한 고정 PI 이득을 채택하고 있다. 제어기가 고정 PI 이득을 가질 경우,

부하가 변동되는 제어 환경이나 시스템에 비선형성 외란이 가해지는 조건 등에 적용될 경우 최초의 이득 설정만으로는 원하는 제어특성을 기대할 수 없는 단점을 가지고 있다^{[1][2]}. 이와 같은 고정 이득 방식에 따른 문제점을 해결하고자 하는 목적으로 속도에 따른 가변 이득조절 방식이 있다^[7]. 가변 이득조절 방식은 실제 속도만을 검출하고 이것의 절대치에 근거로 하여 이득의 가중치를 부가하여 이득을 조절하는 방식으로써 저속과 고속의 용도가 분리된 목적으로 사용될 때는 효과를 기대할 수 있지만 비선형적인 부하를 갖는 시스템 또는 급가변속 시스템에 적용될 경우 전속도 영역에서 좋은 운전특성을 기대하기 어렵다.

본 연구에서는 앞서 언급한 제어 방식들의 여러 가지 문제점들을 해결하기 위하여 사용 운전조건과 구현상의 용이성을 고려한 퍼지(fuzzy) 기반 자기동조(self-tuning) PI 속도 제어기를 적용하여 속도 오차를 최소화함과 동시에 오버슈트가 저감되는 안정된 제어기를 설계하는데 목적을 두었고, 4상한 운전제어 형태를 적용하여 기존의 고정이득 방식 및 속도 변동량에 따른 가변이득 방식을 제안된 퍼지 기반 자기동조 PI 속도 제어기와 시뮬레이션 및 실험을 통해 비교함으로써 제안된 방식이 기존의 방식보다 안정되고 빠른 속도 응답특성을 가짐을 확인하였다.

2. 본 론

2.1 PMLSM의 수학적 모델링^{[3]-[6]}

정현파형 선형 영구자석형 동기 전동기의 경우 회전형 동기 전동기와 기본적인 제어 이론 및 모델링은 동일하며, 식 (1)과 같은 동기 좌표계상의 전압 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, V_{ds}^e, V_{qs}^e : 동기 좌표계상의 d, q축 전압[V],

i_{ds}^e, i_{qs}^e : 동기 좌표계상의 d, q축 전류[A],

ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속의 크기[Wb].

ω_r : 동기 각속도[rad/s]

그리고 동기 좌표계 d, q축에 대한 쇄교자속 관계식 (2)와 식 (3)를 이용하면 식 (1)은 식 (4)와 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + \lambda_{PM} \quad (2)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e \quad (3)$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p\lambda_{ds}^e - \omega_r \lambda_{qs}^e \quad (4)$$

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p\lambda_{qs}^e + \omega_r \lambda_{ds}^e \quad (5)$$

그리고 식 (4)와 식 (5)를 복소수 형태로 표시한 수식은 식 (6)과 같이 표현된다. 그림 1에는 전동기 모드와 발전기 모드 동작시의 페이저도를 나타내었다.

$$V_1 = R_s I_1 + p\lambda_s + j\omega_r \lambda_s \quad (6)$$

여기서, $V_1 = V_{ds}^e + jV_{qs}^e$,

$$I_1 = i_{ds}^e + ji_{qs}^e, \lambda_s = \lambda_{ds}^e + j\lambda_{qs}^e.$$

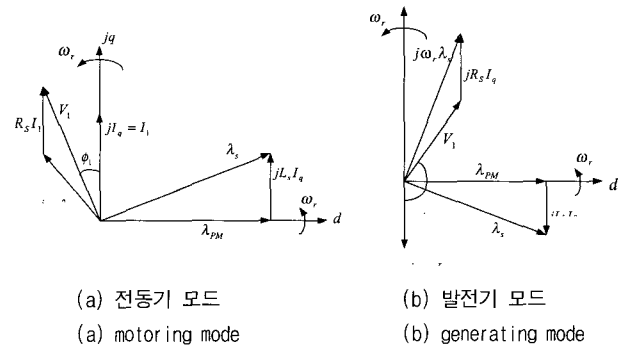


그림 1 선형 영구자석 동기 전동기의 페이저도
Fig. 1 Phasor diagram for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

일반적으로 선형 영구자석 동기 전동기의 전압 방정식은 실제 가동자의 속도에 관한 식으로 표현되며, 또한 약계자 제어를 제외하면 자속분 전류가 필요없고 단위 전류당 최대 토크 운전을 하기 위하여 d축 전류를 0으로 제한한다($i_{ds}^e=0$). 따라서, 식 (4)와 식 (5)는 식 (7)과 식 (8)로 표현되며, 추력은 식 (9)와 전기적인 입출력 관계를 나타내는 식 (10)에 의해서 식 (11)로 표현되고, 가동자의 운동 방정식은 식 (12)로 표현된다.

$$v_{ds}^e = -\frac{\pi}{\tau} \mu \lambda_{qs}^e \quad (7)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + L_s p i_{qs}^e + \frac{\pi}{\tau} \mu \lambda_{PM} \quad (8)$$

$$\lambda_{ds}^e = \lambda_{PM} \quad (9)$$

$$P = Fu = \omega_{rm} T = \frac{3}{2} \omega_r \lambda_{ds}^e i_{qs}^e \quad (10)$$

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_{PM} \times i_{qs}^e \quad (11)$$

$$F = M \frac{d\mu}{dt} + B\mu + D \quad (12)$$

여기서, μ [mm/s]($=\omega r/\pi$)는 가동자의 속도, τ [mm]는 극간격(pole pitch), $\omega_r = \omega_{rm}$ [rad/s], M은 가동자부의 총 질량, B는 마찰계수, D는 외란을 나타낸다.

2.2 기존 PMLSM 제어 시스템

2.2.1 고정 이득을 가지는 제어 시스템 [11][2]

그림 2는 일반적으로 사용되고 있는 비례적분제어(proportional integral : PI) 방식을 이용한 고정 PI 이득을 가지는 제어 시스템이다. 그림 2에서 Pos^* 는 위치 지령, Pos 는 실제 위치, $K_{P,PC}$ 는 위치 제어기의 비례 이득, K_I 는 속도 제어기의 적분 이득, K_P 는 속도 제어기의 비례 이득, 그리고 K_F 는 추력상수를 나타낸다. 제어기가 고정 PI 이득을 가지는 경우, 균일한 부하를 갖는 운전 조건에서는 초기에 설정한 운전특성을 나타내 보이겠지만 부하가 변동되는 제어 환경이나 시스템에 비선형성 외란이 가해지는 조건 등에 적용될 경우 최초의 이득 설정만으로는 원하는 제어특성을 기대하기가 어렵다.

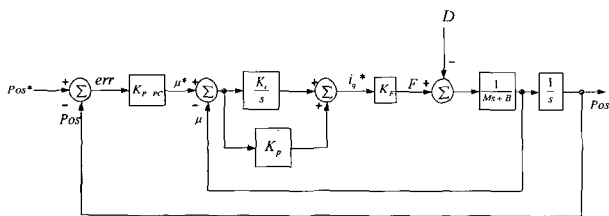


그림 2 고정 이득을 가지는 PI 제어 시스템
Fig. 2 PI control system with fixed gains

2.2.2 속도에 따른 가변 이득을 가지는 제어 시스템 [7]

그림 3은 가변 이득 조절을 갖는 PI 제어 시스템의 블록도를 나타낸 것이다. 가변 이득 조절루프에 μ 의 절대치인 $fabs(\mu)$ 이 입력되어 이득을 가변시키는 구조이다. 그림 3은 이득 조절루프의 동작을 보인 것으

로서 입력 변수는 속도의 절대값($fabs(\mu)$)이고 속도의 절대값에 의해서 이득값이 정해진다. 즉, 속도의 절대값은 이득값을 선형적으로 가변 시키기 위한 비율값으로 사용된다. 가변이 이루어 지는 구간은 저속구간, 중속구간 및 고속구간으로 구분된다.

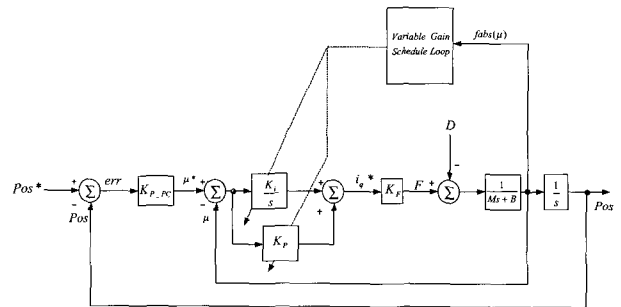


그림 3 가변 이득 조절을 갖는 PI 제어 시스템
Fig. 3 PI control system with variable gain schedule

저속구간에서는 저속 축의 이득값으로 고속구간에서는 고속 축의 이득값이 설정되어지고 중속구간에서는 저속 축의 이득값과 고속 축의 이득값과의 차분량을 속도에 비례하게 설정하여 선형적으로 K_P (속도 제어기의 비례 이득) 및 T_I (속도 제어기의 적분 시정수)를 변화시킨다. 이러한 방법은 모든 속도 영역에서의 이득 값이 설정된 변수에 의한 선형적인 변화를 갖게 하여 시스템의 안정성을 확보할 수 있다는 것은 장점이지만 정확한 제어 규칙에 의해서 구간 제어가 수행되는 것이 아니라 속도의 절대값에 근거로하는 상대적 고정이득 조절방식이다. 특히, 제어 환경이 변동되거나 시스템에 비선형성 외란이 가해지는 조건 등에서 지령속도와 실제속도의 속도 오차가 음의 값으로 커질 때 오히려 이득값이 줄어드는 효과로 작용하기 때문에 원하는 제어 특성을 얻지못 할 수도 있다.

2.3 제안된 Fuzzy 기반 Self-Tuning PI 속도 제어기 [8]-[13]

2.3.1 Fuzzy 기반 Self-Tuning 속도 제어 시스템

PI 제어 시스템에 퍼지 제어기법을 적용하기 위한 가장 중요한 부분은 제어 규칙을 어떻게 만들 것인가 하는 점이다. 본 연구에서는 속도의 오차(E)를 최소화함과 동시에 안정된 속도 응답특성을 목적으로 하였다. 따라서 제어대상은 이 오차의 함수가 되고 PI 제어기의 PI 이득에 퍼지 규칙을 적용하기 위한 제어규칙의 입력변수는 속도지령의 절대치와 실제속도의 절대치의 차분 값인 E와 한 샘플링 기간 동안의 E의 변

화분인 ΔE 로 선정되고, 식 (13)과 식 (14)로 표현이 된다.

$$E = |\mu^*(k) - |\mu(k)| \tag{13}$$

$$\Delta E = E(k) - E(k - 1) \tag{14}$$

$$K_I = K_P \times \frac{1}{T_I} \tag{15}$$

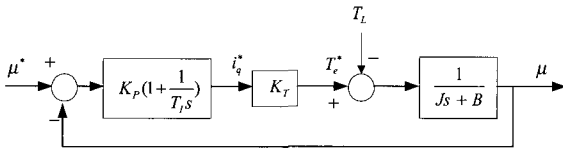


그림 4 PI 속도 제어기의 기본 구조
Fig. 4 The basic structure of PI Speed Controller

그림 4에는 동기 전동기의 기본적인 PI 속도 제어기 구조를 나타내었다. 그리고 그림 5에는 제안하는 퍼지 자기동조 PI 제어기를 나타내었다. 그림 5에서 look up table1은 K_P 를 구하기 위한 테이블 값으로 사용되고 look up table2는 T_I 를 구하기 위한 테이블 값으로 사용된다. 그림 5에 나타낸 것과 같이 $x1(E)$ 의 값은 scale maker1 블록에 입력되어 scale1을 만들고 $x1(E)$ 에 scale1을 곱하여 $x1(E)$ 을 퍼지화(fuzzifier)시킨 후 각 룩업-테이블의 해당 열의 값을 선택하기 위한 column 블록으로 입력된다. $x2(\Delta E)$ 의 값은 scale maker2 블록에 입력되어 scale2을 만들고 $x2(\Delta E)$ 에 scale2를 곱하여 $x2(\Delta E)$ 를 퍼지화(fuzzifier)시킨 후 각 룩업-테이블의 해당 행의 값을 선택하기 위한 row 블록으로 입력된다.

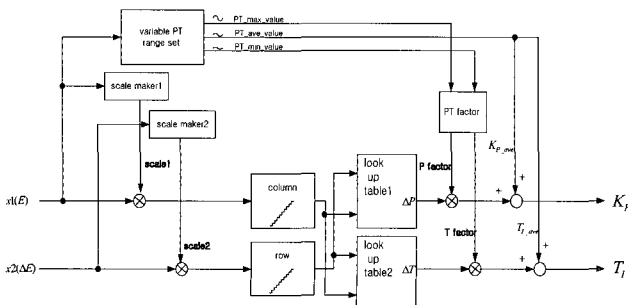


그림 5 퍼지 자기동조 PI 제어기
Fig. 5 Fuzzy Self-Tuning PI Controller

따라서 column 블록과 row 블록은 정수화된 행, 열 값을 선택하기 위한 추론기관(inference engine)의 역할을 하고 있다. 그래서 column 블록과 row 블록에서 결정된 행, 열의 값에 의해서 각 룩업-테이블 값이 선택되어 ΔP , ΔT 가 출력된다. 한편, K_P 와 T_I 에 대한 최소, 최대 및 평균 값을 결정하기 위한 판별 변수로써 $x1(E)$ 을 “variable PT range set” 블록에 입력한다. 이 블록의 출력인 PT_max_value는 해당 샘플링 기간동안 제어기에서 설정 가능한 K_P 와 T_I 의 최대 값, PT_min_value는 K_P 와 T_I 의 최소 값을 나타내고 PT_ave_value는 K_P 와 T_I 의 평균 값을 나타낸다. 그리고 PT_max_value와 PT_min_value는 일점화(defuzzifier)를 위한 factor를 생성시켜주는 PT factor 블록으로 다시 입력이 되고 PT_ave_value의 값은 최종 값의 기준 값으로 사용이 된다. 그러면 행, 열 값에 의해서 선택된 룩업-테이블 값인 ΔP , ΔT 에 각각 P_factor 및 T_factor가 곱해지고 이 값에 기준값인 PT_ave_value가 더해져서 K_P 와 T_I 를 생성하게 된다. 최종적으로 갱신 되는 PI 이득을 종합해 보면 아래의 식들로 표현할 수 있다.

$$K_P = K_{P_ave} + P_factor \times \Delta P \tag{16}$$

$$T_I = T_{I_ave} + T_factor \times \Delta T \tag{17}$$

여기서, K_P 는 속도 제어기의 비례이득, T_I 는 속도 제어기의 속도 시정수, K_I 는 속도 제어기의 적분 이득을 나타낸다.

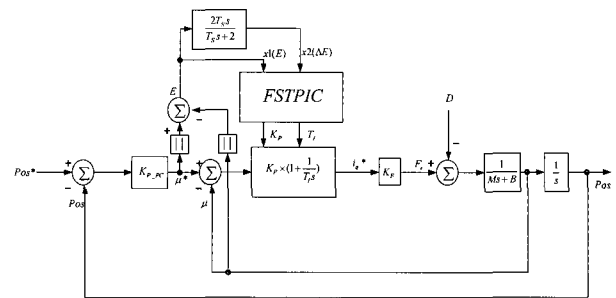
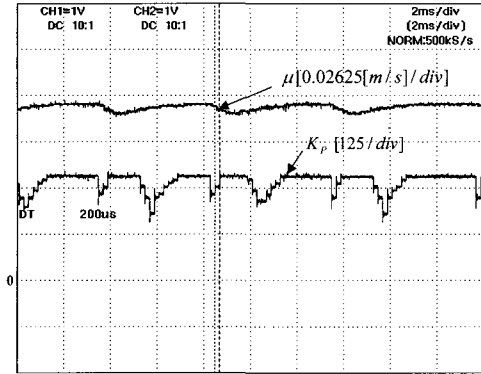
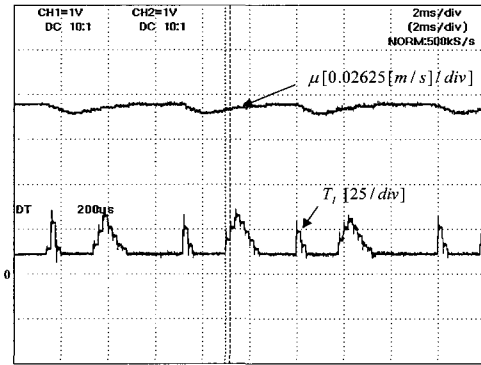


그림 6 퍼지 자기동조 PI 제어기가 포함된 제어 시스템
Fig. 6 The total system with Fuzzy Self-Tuning PI Controller



(a) K_p 의 변화추이
(a) K_p values



(b) T_l 의 변화추이
(b) T_l values

그림 7 속도 변동에 따른 K_p 와 T_l 의 변화 추이
Fig. 7 K_p and T_l values on speed variation

그림 6에는 본 연구에서 적용한 전체적인 시스템 블록을 나타내었다. 이 그림에서 “FSTPIC(Fuzzy Self-Tuning PI Controller)” 블록은 제안된 퍼지 자기동조 PI 제어기를 나타낸다. 그림 6에서 T_s 는 속도 제어기의 샘플링 주기, $| |$ 는 절대값 연산자를 나타내고 $x_2(\Delta E)$ 의 값은 Tustin 근사법을 적용하였다. 속도 오차(E)는 지령 속도의 절대치 ($|\mu^*$)와 실제속도의 절대치 ($|\mu|$)의 차분값이고 이는 FSTPIC 블록의 첫 번째 입력인 $x_1(E)$ 으로 사용된다. 각각에 대한 절대치 값을 사용한 이유는 양의 속도 뿐만 아니라 음의 속도에서도 2.3.2절에서 설명한 퍼지룰에 적용 되도록 하기 위함이다. 먼저 양의속도에서 실제 속도가 지령속도보다 크면, 속도 오차(E)의 값은 각각에 대한 절대치 연

산에 상관없이 음의 값을 가지게 될 것이다. 그 다음으로 음의 속도에서 실제 속도가 지령속도보다 크면, 속도 오차(E)는 각각에 대한 절대치 연산을 했을 때는 음의 값을 갖지만 절대치 연산을 하지 않았을 때는 양의 값을 갖게되어 지령 속도보다 실제 속도가 빠름에도 불구하고 이득을 높이게 되는 오류를 범하게 될 것이다. 이런 오류를 방지하기 위해서 속도 오차(E)의 계산에 절대치 개념을 도입하였다. 또다른 입력인 $x_2(\Delta E)$ 는 한 샘플링 기간 동안의 속도 오차(E)의 변화분을 나타낸다. $x_1(E)$ 와 $x_2(\Delta E)$ 를 입력받은 FSTPIC 블록은 K_p 및 T_l 를 출력하게 되고 이 값에 의해서 PI 이득이 새롭게 갱신되어 진다. 그림 7에는 속도에 따른 K_p 와 T_l 의 변화 추이를 보이고 있다. 속도가 지령치보다 상승할 때는 K_p 의 값은 낮아지고 T_l 의 값은 높아지게 된다. 반대로, 속도가 지령치보다 하강할 때는 K_p 의 값은 높아지고 T_l 의 값은 낮아진다.

2.3.2 퍼지룰 및 룩업-테이블 구성

그림 8에는 속도의 차분 성분 E가 SIN곡선으로 변화할 때 ΔE 가 SIN곡선의 미분형인 COS곡선 형태의 응답특성을 가짐을 나타내고 있다. 정현파 곡선을 직접 이용하여 퍼지 규칙을 만들기에는 연산시간의 문제 및 미세한 dummy항에 의한 경계치 오류발생이 초래될 수 있으므로 정수화하는 판별기준을 마련하기 위해서 E 및 ΔE 의 정현파 곡선을 직선형태의 삼각파로 나타내었다. 그리고 각 삼각파를 크기에 따라 +4.5~+3.5, +3.5~-2.5, +2.5~-1.5, +1.5~-0.5, +0.5~-0.5, -0.5~-1.5, -1.5~-2.5, -2.5~-3.5, -3.5~-4.5의 9개의 영역으로 세분화 시켰다. 각 영역의 기호는 다음과 같은 퍼지언어로 정의한다.

- NVB : Negative Very Big(-3.5~-4.5)
- NB : Negative Big(-2.5~-3.5)
- N : Negative(-1.5~-2.5)
- NS : Negative Small(-0.5~-1.5)
- ZE : Zero(-0.5~+0.5)
- NZ : Negative Zero(-0.5~0)
- PZ : Positive Zero(0~+0.5)
- PS : Positive Small(+0.5~+1.5)
- P : Positive(+1.5~+2.5)
- PB : Positive Big(+2.5~+3.5)
- PVB : Positive Very Big(+3.5~+4.5)

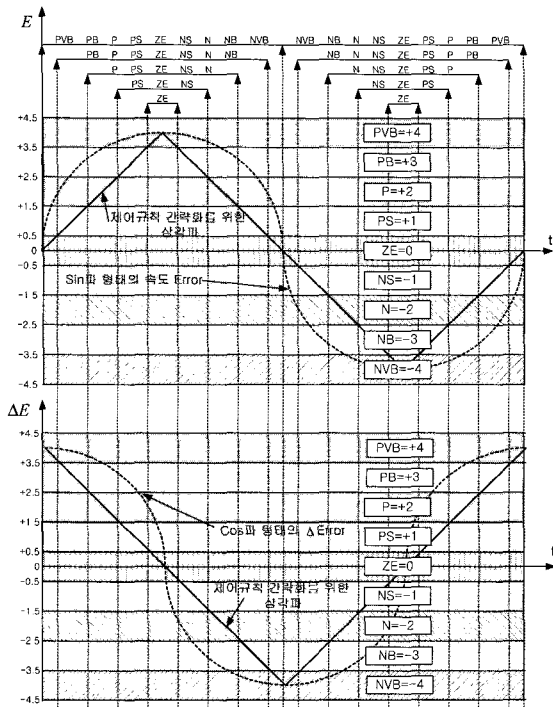


그림 8 E와 ΔE의 응답특성
Fig. 8 The response curve of between E and ΔE

PI 룩업-테이블 구성을 위한 퍼지 규칙의 기본적 개념은 다음과 같이 4가지 경우로 정리가 된다.

- 첫째, E가 Positive이면, 속도 지령치에 대한 실제 속도 응답이 느림을 의미한다. 이 때는 이득을 높이는 제어를 한다.
- 둘째, E가 Negative이면, 속도 지령치에 대한 실제 속도 응답이 너무 빨라서 오버 슈트가 발생함을 의미한다. 이때는 이득을 낮추는 제어를 한다.
- 셋째, ΔE가 Positive이면, 이전단계보다 속도 Error값이 커졌다는 것을 의미한다. 이 때는 이득을 높이는 제어를 한다.
- 넷째, ΔE가 Negative이면, 이전단계보다 속도 Error값이 작아졌다는 것을 의미한다. 이때는 이득을 낮추는 제어를 한다.

본질에서 언급한 퍼지 규칙의 네가지 기본적 개념과 그림 8의 각 구간별 가중치를 부여하면 표 1과 표 2의 테이블을 구성할 수 있다. 표 1과 표 2에서 양의 기울기 대각선은 가중치가 상쇄되는 구간으로써 그 값은 "0"이 되고, 다이아몬드 형의 마름모 안쪽 부분에만 가중치 값이 존재함을 알 수 있다.

표 1 K_p 룩업-테이블

Table 1 K_p Look Up Table

$\Delta E \backslash E$ Level	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
Level Symbol	NVB	NB	N	NS	ZE	PS	P	PB	PVB
-4	NVB	0	0	0	0	-4	0	0	0
-3	NB	0	0	0	-4	-3	-2	0	0
-2	N	0	0	-4	-3	-2	-1	0	0
-1	NS	0	-4	-3	-2	-1	0	1	2
0	ZE	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3
+1	PS	0	-2	-1	0	1	2	3	4
+2	P	0	0	0	1	2	3	4	0
+3	PB	0	0	0	2	3	4	0	0
+4	PVB	0	0	0	0	4	0	0	0

표 2 T_I 룩업-테이블

Table 2 T_I Look Up Table

$\Delta E \backslash E$ Level	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
Level Symbol	NVB	NB	N	NS	ZE	PS	P	PB	PVB
-4	NVB	0	0	0	0	4	0	0	0
-3	NB	0	0	0	4	3	2	0	0
-2	N	0	0	4	3	2	1	0	0
-1	NS	0	4	3	2	1	0	-1	-2
0	ZE	4	3	2	1	0	-1	-2	-3
+1	PS	0	2	1	0	-1	-2	-3	-4
+2	P	0	0	0	-1	-2	-3	-4	0
+3	PB	0	0	0	-2	-3	-4	0	0
+4	PVB	0	0	0	0	-4	0	0	0

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 시뮬레이션

제안한 퍼지 자기동조 PI 속도 제어기의 타당성을 확인하기 위해 실험에 앞서 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 선형 영구자석 동기 전동기는 실험에서 사용한 제원과 동일한 200[W], 72.3[N] 급으로 하였으며, 시뮬레이션은 matlab을 사용하였다.

속도 제어기의 제어 주기는 200[us]의 샘플링 주기를 갖도록 설계하였으며, 시뮬레이션에서는 1500[rpm](=1.05[m/s]) ~ -1500[rpm](=-1.05[m/s])의 step 정,역 지령 속도에 대한 4상한 운전을 통해서 기존의 고정 이득 제어기, 속도 가변이득 제어기와 제안하는 퍼지 자기동조 PI 제어기로 나누어 시뮬레이션을 행하였다.

표 3에서 알 수 있듯이 제안한 퍼지 자기동조 PI 속도 제어기를 적용한 경우에 가장 짧은 가속시간과 최소의 오버슈트가 나타남을 알 수 있다.

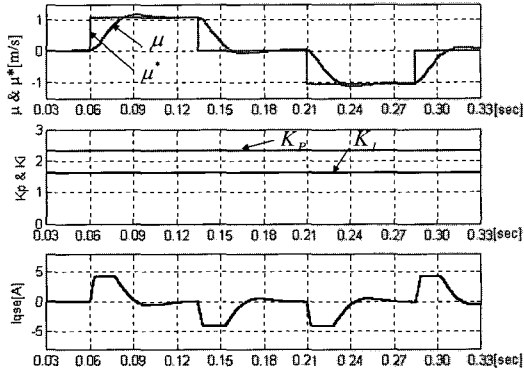


그림 9 고정 PI 이득시 속도, 이득 및 전류 파형
Fig. 9 Simulation results of fixed PI gain

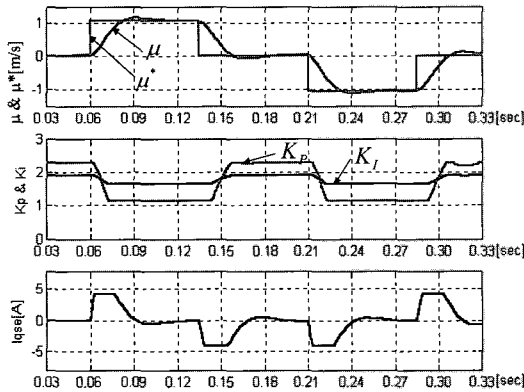


그림 10 가변 PI 이득시 속도, 이득 및 전류 파형
Fig. 10 Simulation results of variable speed PI gain

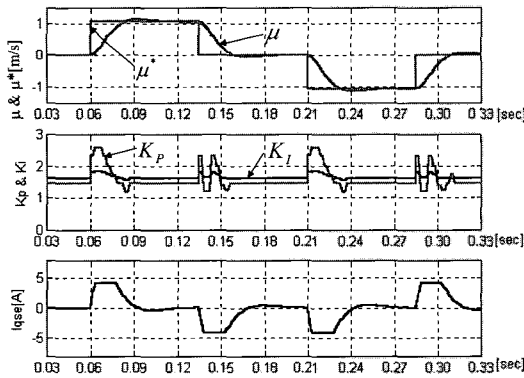


그림 11 퍼지 자기동조 PI 이득시 속도, 이득 및 전류 파형
Fig. 11 Simulation results of Fuzzy Self-Tuning PI gain

표 3 Simulation 결과 비교표
Table 3 The results of simulation

항 목	고정 PI	가변 PI	Fuzzy PI
오버슈트 [%]	15.87	11.90	9.52
가속 시간 [ms]	21.17	20.29	18.52
적용 K_P 이득	-	2.35	1.1~2.35
적용 K_I 이득	-	1.65	1.65~1.9

3.2 실험 장치

본 연구의 실험에는 PMLSM 200[W], 73.2[N]급을 사용하였으며 상세한 제원은 표 4에 나타내었다. 전체 시스템의 구성도는 그림 12에는 실험장치 사진을 나타내었고, DSP는 TMS320VC33을사용하였다.

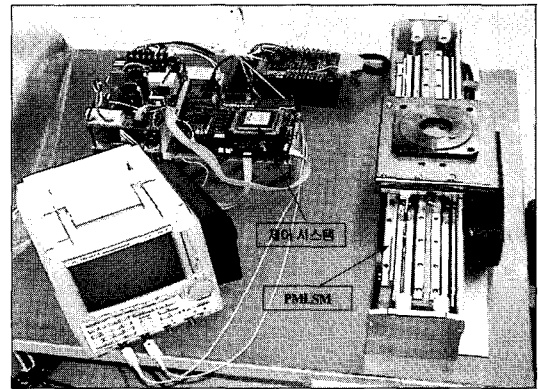


그림 12 수평축 구조에서의 PMLSM
Fig. 12 PMLSM system applied to horizontal-axis

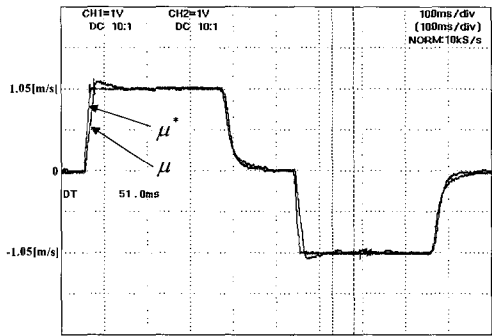
그리고 제안된 시스템의 효용성을 부하상태에서 검증하기 위해서 가동자의 중량과 동일한 관성부하가 취부된 상태에서 수행하였다.

표 4 PMLSM 사양표
Table 4 PMLSM Specifications

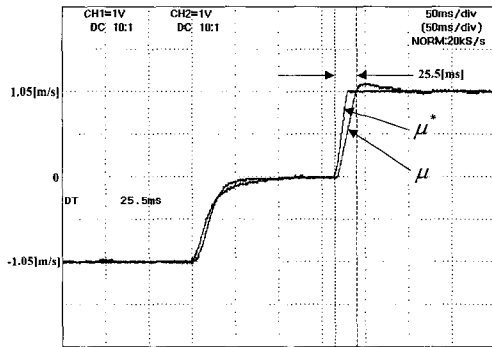
	단 위	값
정격 추력(F_{rated})	N	73.2
정격 전류(I_{rated})	Arms	1.4
추력 상수(K_F)	N/Arms	52.3
역기전력 상수	V/(m/sec)	34.9
Pole Pitch(τ)	mm	21
상 저항	Ω	7.6
상 인덕턴스	mH	2.9
Mover 질량	Kg	3

3.3 실험 결과

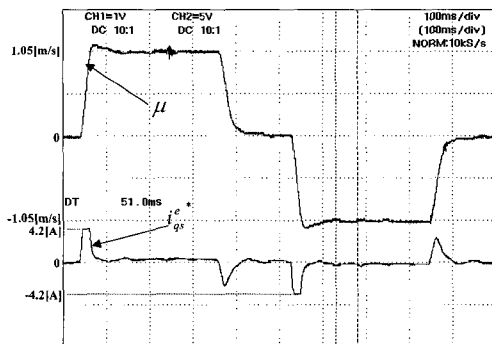
실험 결과 파형은 4상한 운전 조건에서 고정 PI 제어방식, 가변 PI 제어방식 및 퍼지 자기동조 PI 제어방식일 때의 지령속도(μ^*), 실제속도(μ) 및 q축 전류 지령(i_{qs}^*)을 나타내었다.



(a) 지령속도 및 실제속도
(a) command speed & real speed

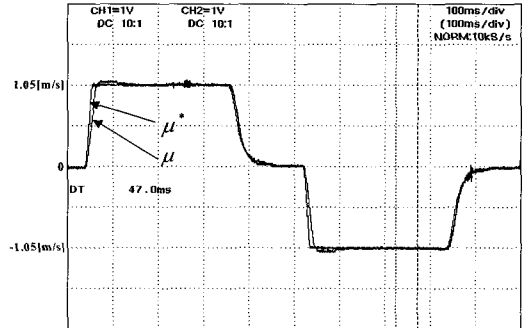


(b) 가속시간
(b) acceleration time

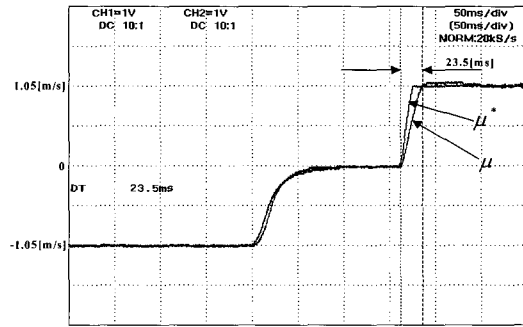


(c) 실제 속도와 q축 전류지령
(c) real speed & q-axis current

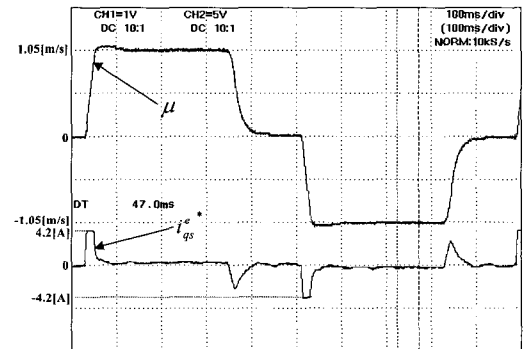
그림 13 고정 PI 제어기 적용시 4상한 운전
Fig. 13 Four-quadrant operation in the fixed PI controller



(a) 지령속도 및 실제속도
(a) command speed & real speed



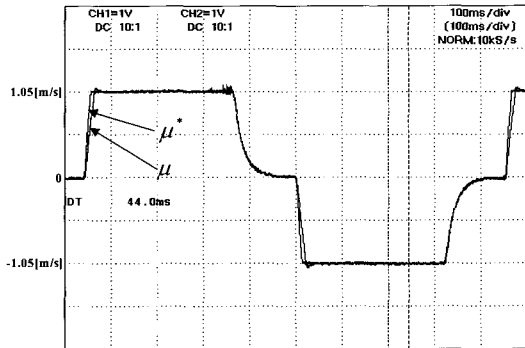
(b) 가속시간
(b) acceleration time



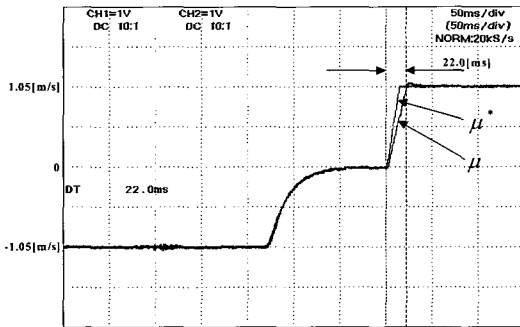
(c) 실제 속도와 q축 전류지령
(c) real speed & q-axis current

그림 14 가변 PI 제어기 적용시 실험 파형
Fig. 14 Four-quadrant operation in the variable speed PI controller

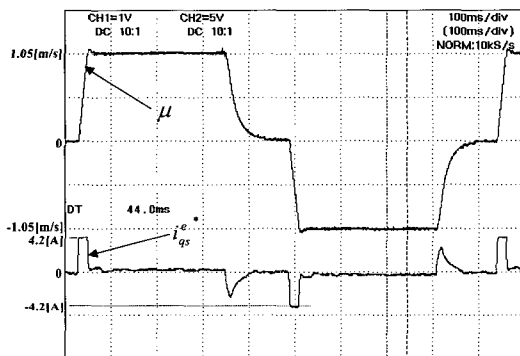
실험에서는 이동거리를 350[mm]로 하여 4점의 위치 데이터를 이용하여 왕복 위치운전을 수행하였다. 속도 지령은 1.05[m/s]에서 -1.05[m/s]까지를 교번적으로 주어졌고, 지령 가속시간은 15[ms]로 주어졌다. 그림 13-(a)에서는 지령속도와 실제속도의 4상한 운전파형을



(a) 지령속도 및 실제속도
(a) command speed & real speed



(b) 가속시간
(b) acceleration time



(c) 실제 속도와 q축 전류지령
(c) real speed & q-axis current

그림 15 퍼지 자기동조 PI Gain 적용시 실험파형
Fig. 15 Four-quadrant operation in Fuzzy Self-Tuning PI controller

보인다. 그림 13-(b)에서는 지령 가속시간과 실제 가속 시간을 측정하기 위해서 측정된 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 실제 가속시간은 25.5[ms]로 4.2[G]에 상당한다. 그리고 실제속도의 settling time은 50[ms]이

상인 것을 알 수 있다. 오버슈트는 $0.105[m/s] / 1.05[m/s] * 100 = 10[\%]$ 로 계산이 된다. 여기서 가속 시간을 줄이기 위해서 PI 이득을 높이면 오버슈트가 더 크게 나타나기 때문에 이득을 높일 수 있는 조건은 아니다. 마지막으로 그림 13-(c)에는 실제 속도 및 q축 전류를 나타 내었고, 전동기 정격전류의 300%에 상당 하는 전류가 인가됨을 알 수 있다.

그림 14에는 가변 PI 제어기 적용시 4상한 운전에 의한 지령속도, 실제속도 및 q축 전류를 나타었다. 실험에서는 이동거리를 350[mm]로 하여 4점의 위치 데이터를 이용하여 왕복 위치운전을 수행하였다. 속도 지령은 1.05[m/s]에서 -1.05[m/s]까지를 교번적으로 주어졌고, 지령 가속시간은 15[ms]로 주어졌다. 그림 14-(a)에서는 지령속도와 실제속도의 4상한 운전파형을 보이고 있다. 그림 14-(b)에서는 지령 가속시간과 실제 가속시간을 측정하기 위해서 측정된 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 실제 가속시간은 23.5[ms]로 4.56[G]에 상당한다. 그리고 실제속도 settling time은 고정 PI의 경우와 거의 비슷한 50[ms] 정도이고 오버슈트는 $0.0525[m/s] / 1.05[m/s] * 100 = 5[\%]$ 로 계산이 된다. 마지막으로 그림 14-(c)에는 실제 속도 및 q축 전류를 나타 내었다.

그림 15에는 퍼지 자기동조 PI 제어기 적용시의 결과 파형을 나타내고 있으며, 실험에서는 이동거리를 앞서 두 방식과 동일하게 350[mm]로 하여 4점의 위치 데이터를 이용하여 왕복 위치운전을 수행하였다. 속도 지령은 1.05[m/s]에서 -1.05[m/s]까지를 교번적으로 주어졌고, 지령 가속시간은 15[ms]로 주어졌다. 그림 15-(a)에서는 지령속도와 실제속도의 4상한 운전파형을 보이고 있다. 그림 15-(b)에서는 지령 가속시간과 실제 가속시간을 측정하기 위해서 측정된 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 실제 가속시간은 22.0[ms]로 4.87[G]에 상당한다. 그리고 실제속도 settling time은 약 10[ms] 이하로 줄었고 오버슈트는 $0.0525[m/s] / 1.05[m/s] * 100 = 5[\%]$ 로 계산이 된다. 마지막으로 그림 15-(c)에는 실제 속도 및 q축 전류를 나타 내었다.

4. 결 론

본 연구에서는 퍼지 기법을 이용한 자기동조 PI 속도 제어를 적용하여 지령 속도도의 빠른 추종성과 오버슈트를 줄인 안정된 속도 응답성을 확인하기 위해

1) 1[G]는 9.8[%]를 나타낸다.

서 기존의 고정 PI 이득 시스템 및 속도 가변 이득 제어 시스템과 비교 함으로써 연구의 효용성 및 타당성을 검증하였다. 표 5에는 각 경우의 실험 결과를 정리하여 나타내었다. 고정 PI 이득 제어기에 적용된 K_P 및 T_I 는 가변 PI 이득 제어기 및 퍼지 자기동조 PI 이득 제어기에 적용된 값의 중간치로 두었고 가변 PI 이득 제어기 및 퍼지 PI 이득 제어기에 적용된 K_P 및 T_I 의 값은 동일한 값의 범위를 갖도록 하였다. 표 5에서 알 수 있듯이 제안한 퍼지 자기동조 PI 속도 제어기를 적용한 경우에 가속도 항목에서 가변 PI 시스템과 비교하여 6.7[%] 개선, settling time 항목에서 고정 PI 및 가변 PI 시스템과 비교하여 5배 개선 및 오버슈트 항목에서 고정 PI 시스템과 비교하여 절반으로 줄었음을 알 수 있다.

표 5 실험 결과
Table 5 The experimental results

1.05[m/s]에서 350[mm] 왕복 2회		고정 PI	가변 PI	Fuzzy PI
오버슈트	[%]	10	5	5
가속 시간	[ms]	25.5	23.5	22.0
1cycle 운전시간	[ms]	900	870	860
settling time	[ms]	50	50	10
적용 K_P 이득	[rad/sec]	250	200~300	200~300
적용 T_I 이득	[ms]	35	20~50	20~50

본 연구는 산업 자원부 중기거점 과제 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] M. Santos, and J.M. de la Cruz, "Between fuzzy - PID and PID-conventional controllers: a goodchoice," NAFIPS'96, Berkley, USA, June 1996.
 [2] M. Ali Unar, D.J Murray-Smith, and S.F. Ali Shah, "Design and tuning of fixed structure PID controllers- A survey," Technical report CSC-96016, Faculty of Engineering, Glasgow University, Scotland, August 1996.
 [3] I.Bolder AND Syed A. Nasar "Linear Electric Actuators AND Generators", Cambridge Univ. Press, pp. 91~134, 1997.
 [4] I.Bolder And Syed A. Nasar "Linear Motion Electric Machines", A Wiley-Interscience Publication, pp. 134~159, 1976.
 [5] Jacek F. Gieras and Zbigniew J. Piech "Linear

Synchronous Motors", CRC Press, pp. 16~42, 1999.
 [6] Peter Moreton "Industrial Brushless Servo motors", Newnes Press, pp. 97~145, 2000.
 [7] 최철, 이진하, 박한용, 김철우, "Z축 운전구조를 갖는 선형 영구자석형 동기 전동기의 운전제어에 관한연구", 전력전자학회 논문지, 제9권, 제2호, pp. 114~151, 2004.4.
 [8] Gou-Jen Wang, C.T.Fong, and Kang J.Chang, "Neural network-based self-Tuning PI controller for precise motion control of PMAC motors," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 2, pp.408~416, April 2001.
 [9] Ion Boldea And S. A. Nasar "Electric Drives", CRC Press, pp. 279~308, 1998.
 [10] 日本工業技術 센터 "리ニア모터設計應用の 要占", pp. 135~189.
 [11] 서울대 박사학위 논문 "급가속용 선형 동기 전동기의 특성해석 및 최적설계", 1999.8.
 [12] 석줄기, 이동춘, "전류 제어기 동특성을 고려한 산업용 서보 구동시스템의 속도제어기 설계", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제5호, pp. 465~471, 2002.10.
 [13] 최철, 원태현, 박성준, 박한용, 김철우, "좌표 변환과 미B 분 기법을 이용한 PMSM의 센서리스 제어", 전력전자학회 논문지, 제8권, 제2호, pp. 107~115, 2003.4.

저 자 소 개



이진하(李進夏)

1973년 10월 20일생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 석사과정. 1999년~2000년 대한전선(주). 2000년~현재 OTIS-LG 서보 R&D팀 근무.



최철(崔哲)

1963년 11월 3일생. 1987년 중앙대 전기공학과 졸업. 1998년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1987년~1999년 LG산전 창원공장 주차설비팀장. 1999년~현재 OTIS-LG 서보 R&D팀 부장.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문위원.