

퍼지 속도 추정기를 이용한 유도전동기 속도 센서리스 제어

論 文

56-1-29

Speed Sensorless Control of an Induction Motor using Fuzzy Speed Estimator

崔成大* · 金洛教†
(Sung-Dae Choi · Lark-Kyo Kim)

Abstract - This paper proposes Fuzzy Speed Estimator using Fuzzy Logic Controller(FLC) as a adaptive law in Model Reference Adaptive System(MRAS) in order to realize the speed-sensorless control of an induction motor. Fuzzy Speed Estimator estimates the speed of an induction motor with a rotor flux of the reference model and the adjustable model in MRAS. Fuzzy logic controller reduces the error of the rotor flux between the reference model and the adjustable model using the error and the change of error of the rotor flux as the input of FLC. The experiment is executed to verify the propriety and the effectiveness of the proposed speed estimator.

Key Words : Intelligent Speed Estimation, MRAS, Fuzzy_Neural, Sensorless, Vector Control of Induction Motor

1. 서 론

교류 전동기는 구조가 간단하고 가격이 싼 반면에 구동을 실현하기 위해서는 필수적으로 전력 변환 장치가 요구되고, 이에 따른 전체 구동 시스템의 가격 상승 및 관련 기술의 개발 부진 등으로 종전에는 널리 사용되지 못하였다. 그러나 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 프로세서의 등장으로 전력 전자 기술이 비약적으로 발전하여 저 가격, 고 신뢰성의 전압 및 주파수 변환 장치들이 개발됨에 따라 교류 전동기가 직류 전동기의 역할을 대신할 수 있게 되었다. 특히 유도전동기는 직류 전동기가 지닌 정기적인 보수 및 최대 회전수 제한 등의 구조적인 문제점들을 극복할 수 있고, 운전 특성도 직류 전동기에 상응하는 응답을 얻을 수 있어 빠른 변속과 고속 운전이 요구되는 서보 시스템 및 공작 기계 구동장치 등에도 적용이 확대되고 있다[1][2].

유도전동기의 고성능 속도 제어를 원활하게 실현하기 위해서는 회전자의 정확한 속도 정보가 필요하며, 이를 위해 pulse generator나 encoder 등의 속도 센서를 이용한다. 그러나 유도전동기에 속도 센서를 부착하는 것은 다음과 같은 단점을 가지게 된다. 우선 유도전동기가 가지는 본래의 강인함을 약화시키고, 추가적인 센서의 부착으로 인한 가격 상승, 열악한 환경에서 사용의 어려움, 전기적 노이즈에 취약하고 기계적 부착의 어려움 등이 있다. 따라서 이와 같은 한계점을 극복하기 위해 속도 센서의 정보 대신 적합한 알고리즘에 의해 추정된 속도를 제어에 사용하는 속도 센서리스 제어에 대한 연구가 본격적으로 진행되기 시작했다.

유도전동기의 여러 가지 속도 센서리스 제어 방식 중 모델 기준 적응 시스템은 물리적 해석이 간결하고 적용이 용

이하여 비교적 폭넓게 사용되는 제어 구조의 하나이다. 그러나 이 방식을 이용한 유도전동기의 속도 센서리스 제어에 사용되는 파라미터들이 모두 추정된 값 또는 비선형성을 가지는 값이므로 기존의 적응 규칙을 개선하려는 연구가 시도되고 있다[3]-[9].

본 논문에서는 모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 퍼지 제어를 사용하여 두 모델의 회전자 자속의 오차가 0이 되도록 하여 회전자의 속도를 추정한다. 또한 속도 센서의 정보 대신 추정한 속도를 사용하여 만족할만한 성능을 얻을 수 있는 유도전동기 속도 제어 시스템을 제안하고자 한다. 실험을 통하여 제안한 속도 추정기의 타당성과 유효성을 검증하고자 한다.

2. 유도전동기 제어 시스템

2.1 유도전동기 등가 모델

유도전동기의 동특성은 고정자와 회전자 상호간의 결합효과로 인하여 매우 복잡하며 회전자의 시변계수를 가지는 복잡한 연립 미분방정식으로 표현된다. 또한, 제반 방정식이 비선형이므로 직류전동기의 경우처럼 간단한 몇 개의 시정수로 쉽게 분리할 수 없다. 그러므로 정확하고 간단하며 실제적인 수학적 모델이 필요하며, 이는 과도 및 정상상태 모두를 고려해야 하므로, 균일한 공극과 함께 3상 대칭의 정현적 권선 분포를 가정하여 복소 변수를 도입함으로써 전동기 회전자에 의한 고정자와 회전자 사이의 간섭 항을 포함하는 d-q 등가 모델을 널리 사용한다[10]. 유도전동기 권선의 3상 대칭 정현 분포를 가정하고, 슬롯에서 비롯되는 자기회로의 비선형성과 자속의 고조파 성분 등을 무시하면 3상 대칭 유도전동기의 고정자 및 회전자에 대한 전압 방정식은 다음의 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{abcs} &= (R_s + pL_s)I_{abcs} + L_m(pI_{abcr})e^{j\theta_r} + j\omega_r L_m I_{abcr} e^{j\theta_r} \\ V_{abcr} &= (R_r + pL_r)I_{abcr} + L_m(pI_{abcs})e^{j\theta_r} - j\omega_r L_m I_{abcs} e^{j\theta_r} \end{aligned} \quad (1)$$

* 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程

† 교신저자, 正會員 : 建國大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : lkim@konkuk.ac.kr

接受日字 : 2006年 9月 4日

最終完了 : 2006年 9月 24日

식 (1)을 변환 행렬을 이용하여 좌표 변환을 행하고, d, q 축상의 벡터로 표현하여 이를 정리하면 다음 식으로 표현되는 유도전동기 d-q 등가모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{dq_s} &= R_s V_{dq_s} + p\lambda_{dq_s} - j\omega_e \lambda_{dq_s} \\ &= (R_s + pL_s)I_{dq_s} + L_m \Pi_{dq_r} - j\omega_e(L_s I_{dq_r} + L_m I_{dq_s}) \\ V_{dq_r} &= R_r I_{dq_r} + p\lambda_{dq_r} - j(\omega_e - \omega_r)\lambda_{dq_r} \\ &= (R_r + pL_r)I_{dq_r} + L_m \Pi_{dq_s} - j(\omega_e - \omega_r)(L_r I_{dq_r} + L_m I_{dq_s}) \end{aligned} \quad (2)$$

식(2)의 전압, 전류를 d축과 q축 성분으로 정리하여 행렬로 표현하면 식(3)을 얻게 되고, 이 식은 공간상에서 임의의 각속도로 회전하는 d-q 좌표계 상에서 표현된 전압·전류 관계식을 나타내며, ω 값을 영(零)으로 설정하면 정지좌표계로, 고정자 자속 벡터의 속도와 같게 놓으면 동기좌표계로 표현되는 전압·전류 방정식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_e L_s & L_m p & -\omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{sl} L_m & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & L_m p & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m (I_{qs} + i_{qr}), \quad \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m (I_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (I_{qs} + i_{qs}), \quad \lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (I_{ds} + i_{ds}) \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 간접 벡터 제어

유도전동기 벡터 제어에는 기준 자속의 위치를 알아내는 방법에 따라 직접 벡터 제어와 간접 벡터 제어로 분류할 수 있다. 직접 벡터 제어는 Hall 소자나 자속 검출 코일을 이용하여 공극 자속의 위치를 직접 측정하거나 유도전동기 단자 전압이나 전류로 구성되는 자속 모델로부터 구한 회전자 자속 벡터의 자속 정보를 이용하여 자속각을 구하는 방식이다. 간접 벡터 제어는 유도전동기의 전류와 회전자 파라미터로부터 연산된 슬립 주파수를 회전자 각 속도와 합하여 자속의 위치 정보를 얻어내는 방식으로 실제 자속 정보 없이도 넓은 속도 영역에서 간단히 순시 전류 제어를 행할 수 있으며 제어기의 구조가 간단하다는 장점이 있다. 또한 간접 벡터 제어는 직접 측정된 자속을 이용하지 않고 전동기의 토크 성분 전류와 자속 성분 전류, 그리고 파라미터 정보로부터 슬립 주파수를 계산하여 측정된 전동기 속도와 합하여 자속의 속도를 얻어서 현재의 자속 위치를 찾아내므로 실제 자속에 대한 정보 없이도 비간접 제어를 수행할 수 있어 본 논문에서는 이 방식을 사용하여 유도전동기 속도 제

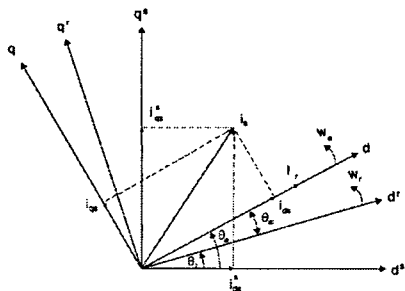


그림 1 공간 좌표계에서의 전류 벡터도
Fig. 1 Current vector diagram in space coordinates

어를 수행하고자 한다.

그림 1은 벡터 제어를 실현하기 위한 공간상에서의 각 벡터들의 관계를 나타낸다. ds-qs 축과 dr-qr 축은 각각 고정자와 회전자에 고정되어 있는 축이며 d-q축은 ω_e 의 속도로 회전하는 회전축을 나타낸다. 이때 Θ_r 과 Θ_e 는 ds축을 기준으로 dr축과 d축의 회전 각도이며, Θ_{sl} 은 d축과 dr축 사이의 각도 차를 나타낸다. 여기서 회전자 자속이 d축에 일치하도록 하면 자속의 q축 성분은 영이 되고($\lambda_{qr} = 0$), 회전자 전압 방정식과 자속 식으로부터 다음과 같은 슬립 식과 자속 식이 얻어진다[11][12].

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \\ T_r p \lambda_{dr} + \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 일정 자속 제어의 경우, $p\lambda_{dr} = 0$ 의 조건이 만족되어 고정자 전류의 d축성분만으로 독립적인 선형 자속 제어가 가능하므로 고정자 전류의 q축에 의한 토크 역시 식(6)와 같이 선형적으로 제어된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} \\ t_e &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (6)$$

유도전동기의 간접 벡터 제어에 필요한 자속 위치는 슬립 속도와 측정된 속도로부터 다음 식으로 결정되며, 간접 벡터 제어 시스템에 대한 전체 구성도를 그림 2에 나타내었다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (7)$$

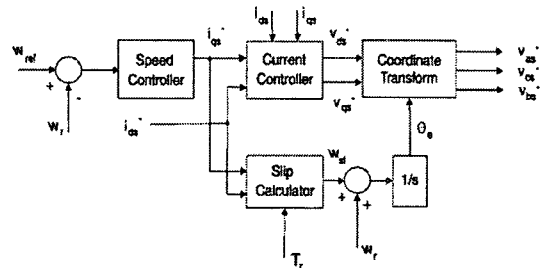


그림 2 간접 벡터 제어 시스템
Fig. 2 Indirect vector control system

3. 퍼지 속도 추정기

3.1 속도 추정 방식

유도전동기의 여러 가지 속도 추정 방식 중 모델 기준 적용 시스템은 물리적 해석이 간결하고 적용이 용이하여 비교적 폭넓게 사용되는 구조의 하나이며, 기준 모델과 조정 모델로부터 회전자 자속을 추정하고 이를 비교하여 오차가 영(零)이 되도록 적용 규칙을 설계하여 속도를 추정하는 방식이며, 이 방식을 이용한 유도전동기의 속도 추정에 사용되는 파라미터들이 모두 추정된 값 또는 비선형성을 가지는 값이므로 기존의 적용 규칙에 지능형 알고리즘을 적용하여 추정 성능을 개선하고자 하는 연구가 진행되어 왔다.

본 논문에서는 모델 기준 적응 시스템을 기반으로 퍼지 추론을 적용하여 회전자속의 속도를 추정하는 방식을 제안하고자 한다. 그림 3에 나타낸 것과 같이 모델 기준 적응 시스템의 기준 모델인 전압 방정식과 조정 모델인 전류 방정식을 이용하여 자속을 추정하고, 이를 비교하여 그 오차와 오차의 변화를 퍼지 제어기의 입력으로 사용하여 유도전동기의 속도를 추정하고자 한다. 모델 기준 적응 시스템의 적용 규칙으로 사용된 퍼지 제어기는 두 모델에서 추정한 자속의 오차와 그 오차의 변화를 퍼지 제어의 입력으로 사용하여 회전자의 각속도를 추정하며, 이 값을 이용하여 기준 모델에서 추정된 자속과 조정 모델에서 추정된 자속이 서로 같아지도록 그 오차를 영(零)으로 만드는 기능을 수행한다. 모델 기준 적응 시스템의 기준 모델과 조정 모델인 전압방정식과 전류 방정식을 식(8)에 나타내었으며[13] 그 구조를 그림 3에 나타내었다.

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix}$$

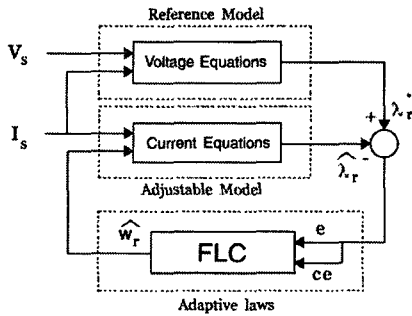


그림 3 퍼지 속도 추정기의 구조
Fig. 3 Structure of Fuzzy Speed Estimator

3.2 퍼지 제어기

일반적인 퍼지제어기(Fuzzy Logic Controller)는 그림 4에서와 같이 퍼지화(Fuzzification), 퍼지추론(Fuzzy Inference), 비퍼지화(Defuzzification)의 3단계로 구성된다. 먼저 언어 변수를 이용하여 입력 변수를 퍼지 값으로 변환하고, 이 값들을 퍼지 규칙을 이용하여 추론한 출력 값에 대한 퍼지 집합으로 만들고, 최종적으로 비퍼지화를 통해 제어기 출력으로 변환한다. 퍼지화 과정에서 사용되는 언어 변수에는 다음과 같은 7개의 집합이 있다.

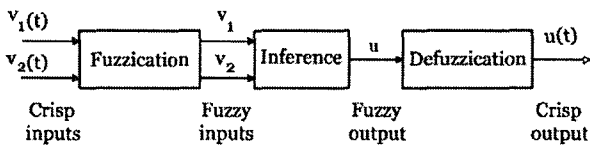


그림 4 퍼지 제어기의 일반적인 구조
Fig. 4 General Structure of fuzzy logic controller

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

첫 번째 단계인 퍼지화 과정에서 입력 값은 그림 5에서와 같은 삼각형 소속 함수를 이용하여 퍼지 변수로 변환된다. 각각의 집합은 7개의 퍼지 집합으로 나누어진다. 각각의 퍼지 변수는 소속 정도를 가지고 퍼지 집합에 소속하게 된다. 이때 소속 정도는 소속함수를 이용하여 결정하며 0에서 1사이의 값을 가진다.

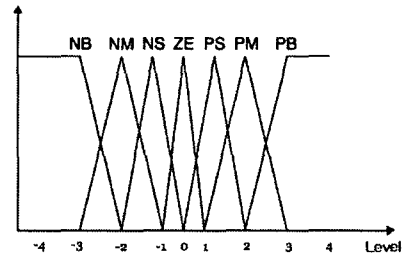


그림 5 퍼지 변수의 소속함수
Fig. 5 Membership function of the fuzzy variables

두 번째 단계에서는 퍼지 변수 e와 ce가 표 1의 규칙을 사용하는 추론 엔진을 이용하여 추론 과정을 거친다. 표 1에 있는 규칙들은 전문가의 경험이나 시스템의 동작을 이용하여 얻을 수 있다. 각각의 규칙들은 IF-THEN의 형식으로 표현된다.

표 1 퍼지 규칙
Table 1 Fuzzy Rules

e \ ce	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

세 번째 단계인 비퍼지화 과정에서는 무게 중심법을 사용하였으며, 이 방법은 식(9)에 나타난 것과 같이 합성된 출력 퍼지 집합의 무게 중심을 구하여, 그 해당하는 제어 값을 제어 입력으로 사용하는 방법이다.

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(u_j) \cdot u_j}{\mu(u_j)} \quad (9)$$

4. 실험

4.1 시스템 구성 및 실험 장치

본 논문에서 구성한 유도전동기 제어 시스템은 슬립 주파수를 계산하고 이 값과 회전자의 속도를 가지고 간접적으로 회전자 자속각의 위치를 계산하는 회전자 자속 기준 간접 벡터 제어 방식을 기반으로 하였으며, 모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 퍼지 제어를 사용하여 속도를 추정하는 Fuzzy 속도 추정기와 일반적인 PI 제어기를 사용한 속도 제어기로 구성되어 있다. 또한 본 논문에서 제안한 속도 추정 및 제어 알고리즘은 많은 양의 복잡한 계산을 실시간으로 처리해야 하므로 이를 충분히 수행할 수 있는 고속의 프로세서를 필요로 한다. 따라서 고속 연산이 가능하고, 전동기 제어를 위한 기본적인 입출력 장치들을 갖추고 있는 프로세서인 DSP TMS320F2812를 제어 시스템의 주 연산 장치로 사용하였으며, 부하 실험을 위한 장치로 전동기 관성 모멘트의 5배[5J]의 관성 모멘트를 가지는 관성 부하를 제작하여 실험하였다. 표 2에 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 정격 및 파라미터를 나타내었고, 전체 시스템의 구성을 그림 6에 나타내었으며, 이를 사용하여 제작한 실험 장치를 그림 7에 나타내었다.

표 2 유도전동기의 정격 및 파라미터
Table 2 Ratings and parameters of an induction Motor

정격 전압	230 [V]	R_s	0.041 [Ω]
정격 주파수	50 [Hz]	R_r	0.024 [Ω]
정격 전류	1.7 [A]	L_s	0.01365 [H]
정격 속도	2800 [rpm]	L_r	0.01395 [H]
정격 토크	1.3 [Nm]	L_m	0.01328 [H]
극수	2	J	3.5×10^{-4} [Kg m^2]

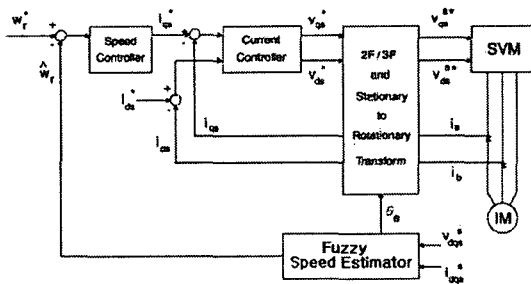


그림 6 시스템 구성
Fig. 6 System Configuration

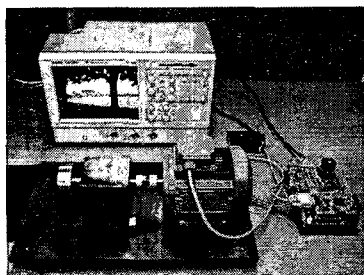


그림 7 실험 장치
Fig. 7 Experimental equipment

4.2 결과 및 고찰

실험은 무부하시와 부하시로 나누어 정격 속도에 대하여 정역 운전을 시행하였다. 그림 8, 9는 무부하 정역 운전시 속도 센서로 측정된 속도와 추정기로부터 추정된 속도에 대한 실험 결과를 나타내었고, 그림 10, 11은 부하인가시 속도 응답에 대한 결과를 나타내었다. 또한 실험에 대한 정상 상태에서의 추정 속도를 표 3에 정리하여 나타내었다.

그림 8~11에 나타낸 파형을 살펴보면 속도 센서를 사용한 경우나 본 논문에서 제안한 퍼지 속도 추정기를 사용한 경우 모두 유사한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 표 3에 나타낸 결과에서 알 수 있듯이 무부하시에는 -0.46%, 부하시에는 -0.68%의 오차를 보이고 있다. 이상의 결과에서 알 수 있듯이 기준 속도에 대한 추정 속도가 -0.46~-0.68%의 오차를 보이고 있으나 모두 1% 오차 범위 내에 있으므로 본 논문에서 제안한 퍼지 속도 추정기를 이용한 제어 시스템은 만족할만한 성능을 나타낸다고 할 수 있다.

표 3 실험 결과
Table 3 Experimental Results

	기준속도 [rpm]	추정속도 [rpm]	오차 [%]
무부하시	2800	2787	-0.46
부하시	2800	2781	-0.68

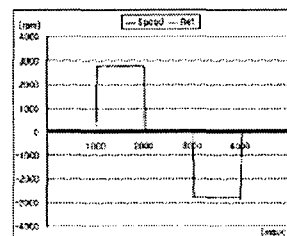


그림 8 무부하시 측정된 회전자 속도
Fig. 8 Rotor speed of sensor without load

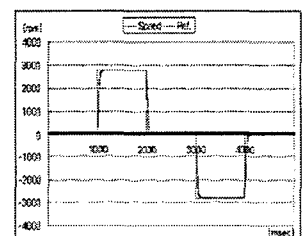


그림 9 무부하시 추정된 회전자 속도
Fig. 9 Estimated rotor speed without load

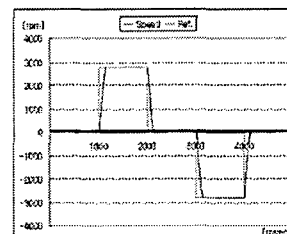


그림 10 부하시 측정된 회전자 속도
Fig. 10 Rotor speed of sensor with load

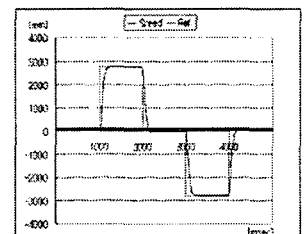


그림 11 부하시 추정된 회전자 속도
Fig. 11 Estimated rotor speed with load

5. 결 론

본 논문에서는 유도 전동기의 속도 제어시 속도 센서를 사용함으로 인해 발생하는 여러 가지 문제점을 해결하기 위해서 속도 센서를 사용하지 않고 속도를 추정하는 퍼지 속도 추정기를 제안하였고, 제안한 방식으로 추정한 속도를 이용하여 유도 전동기의 속도 제어를 수행하였다. 속도 센서리스 제어를 위해 기존의 기준 모델 적용 시스템에 퍼지를 적용하여 유도 전동기가 가지는 복잡성과 비선형성의 문제를 해결하고자 하였다. 실험 결과에서 알 수 있듯이 무부하시와 부하시 모두 제안한 방식으로 추정한 속도가 기준 속도를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다, 그러나, 추정된 속도가 무부하시에는 0.5% 이내의 오차를 보이고 있는 반면, 부하시에는 0.5% 범위를 벗어나고 있으므로 향후 이를 보상하기 위한 연구가 필요할 것이다.

감사의 글

이 논문은 2006년도 건국대학교 학술진흥연구비 지원에 의한 논문임

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines", IEEE Trans. Ind. Elect., vol.35, No.1, pp. 160-177, 1988.
- [2] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application Trends in AC Motor Drives", IEEE IECON'92, pp. 31-36, 1992.
- [3] J. Holtz, "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", Conf. Proc. of IECON, pp. 649-654, 1993.
- [4] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 29, No. 1, pp. 175-180, 1993.
- [5] Peng. Fang-Zheng T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Transactions on, Industry Applications, Volume:30 Issue:5, Sept.-Oct, pp.1234-1240, 1994.
- [6] 박태식, 김성환, 유지윤, 박귀태, 김남정, "RLS 기법을 이용한 유도전동기의 속도센서없는 백터제어", 전기학회논문지, 제 48 권 제 3 호, pp.139-143, 1999.
- [7] 진대원, 권영안, "새로운 MRAS에 의한 유도전동기의 센서리스 속도제어", 전기학회논문지, 제 48 권 제 3 호, pp.124-130, 1999.
- [8] B. Karanayil, M. F. Rahman, C. Grantham, "PI and Fuzzy Estimators for ON-LINE Tracking of Rotor Resistance of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", Electric Machines and Drives

Conference, 2000. IEMDC 2001. IEEE International, pp.820-825, 2001.

- [9] Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", Industrial electronics, IEEE Transactions on, Volume:48 Issue:3, pp.609-614, June 2001.
- [10] Willy Tjanaka, "Modeling of Induction Motor for Speed-Sensorless Vector Control Applications", the Ohio State Univ., 1995.
- [11] Peter Vas, Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [12] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [13] T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume:28 Issue:1 Part:1, Jan.-Feb., pp.157-164, 1992.

저 자 소 개



최 성 대 (崔 成 大)

1970년 6월 5일생. 1995년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 02-456-2585

E-mail : csd1898@konkuk.ac.kr



김 낙 교 (金 洛 敎)

1949년 2월 4일 생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1977년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1986~87년 Oregon State Univ. 교환교수. 1996~97년 Ohio State Univ. 교환교수 1978~80년 한국원자력연구소 선임연구원. 1980년~현재 건국대학교 전기공학과 교수.

Tel : 02-450-3485

E-mail : lkkim@konkuk.ac.kr