

# 회전자 저항 변동을 보상한 유도 전동기의 센서리스 벡터 제어

박 상 훈<sup>o</sup> 김 광 연 이택기 현동석  
한양대학교 전기공학과

## Sensorless Vector Control of Induction Motor Compensating the variation of rotor resistance

Chang-Hoon Park<sup>o</sup> Kwang-Yeon Kim Taeck-Kie Lee Dong-Seok Hyun  
Dept. of Electrical Eng. Hanyang Univ.

### Abstract

This paper describes a compensation method for the rotor resistance variation of induction machines in speed sensor-less vector control system using MRAS(model reference adaptive system). In case of rotor resistance variation, the analysis of the conventional speed sensor-less vector control system using MRAS is presented and the compensation method for rotor resistance variation using Fuzzy logic is proposed. In order to confirm the performance of the proposed algorithm, computer simulation is performed.

### 1. 서론

유도 전동기의 고성능 속도제어 시스템으로서 벡터제어 시스템이 폭넓게 활용되어 왔다. 그러나 이러한 벡터제어 시스템은 가격이 비싸고 견고하지 못한 속도 센서를 필요로 하기 때문에 적용분야가 제한되어 있다. 따라서 최근에는 전동기의 전압, 전류로부터 속도를 추정하여 속도 피드백을 행하는 센서리스 벡터제어(sensor-less vector control)가 다양한 방법으로 연구 개발되고 있다. [1],[2],[3].

센서리스 벡터제어의 문제점중 하나는 동작에 관련된 시스템 파라미터의 영향에 있으며, 특히 저속운전시에 파라미터 오차의 영향은 시스템 성능을 현저하게 저하시킨다. 그러므로 센서리스 벡터 제어 시스템에서는 파라미터 오차의 영향을 적게하든지 혹은 정확한 파라미터 값을 사용하는 것이 매우 중요하다.

유도 전동기 파라미터중에서 무엇보다도 고려해야 될 것은 온도에 따라 변화하는 1차 저항과 2차 저항이다. 1차 저항치의 오차는 운전의 안전성과 제어성능을 저속영역에서 현저히 감소시킨다. 이에 대한 대책으로는 1차 저항 오차에 대한 저항도 제어법[4], 혹은 MRAS(model reference adaptive system)에 의해 1차 저항치를 동정하여 제어하는법[5] 등이

있다.

한편 2차 저항치의 오차는 추정속도 자체의 정밀도에 영향을 준다. 2차 저항  $R_2$ 는 상태방정식에서 회전자 각속도  $\omega_r$ 과 종속적인 관계에 있기 때문에 센서리스 벡터제어시 MRAS법에 의한 2차 저항치의 동정이 불가능하다. 보다 정확한 속도추정이 요구되는 경우에는 부가적인 2차 저항치 오차에 대한 보상이 필요하다 [6].

본 논문에서는 MRAS에 의해 속도를 동정하는 경우 2차 저항 설정치 오차에 따른 속도추정 메카니즘의 영향을 해석적으로 고찰함으로써 2차 저항 설정 오차를 추론하고 이에 대한 보상법을 제시한다. 보상은 퍼지 논리 알고리즘을 이용하여 설계하고 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 입증한다.

### 2. MRAS를 이용한 속도 동정 [3].

그림1은 MRAS를 사용하여 전동기 속도를 동정하는 방법을 나타낸다. 속도 동정기는 회전자 자속 벡터 성분을 추정하는 두개의 독립적인 관측기로 구성된다. 하나는 정지 좌표계로 표현된 유도 전동기의 1차측 모델(1)로 구성되어 있고 다른 하나는 2차측 모델(2)로 구성되어 있다. 1차측 모델은 속도  $\omega_r$ 를 포함하지 않음으로 실제 유도 전동기와 함께 기준 모델로 설정되고 속도  $\omega_r$ 를 포함하는 2차측 모델은 가변모델로 간주된다. 이 두 모델의 상태 오차는 가변 모델의  $\hat{\omega}_r$  추정치를 발생시키기 위한 적응 메카니즘에 사용된다.

$$p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \frac{L_2}{M} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_{1p} & 0 \\ 0 & R_1 + \sigma L_{1p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \frac{M}{T_2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서  $L_1, L_2$ 는 고정자, 회전자 자기 인덕턴스;  $M$ 는 상호 인덕턴스;  $R_1$ 는 고정자 저항;  $T_2$ 는 회전자 시정수;  $\lambda$ 는 회전자 자속.

$i$ =고정자 전류,  $v$ =고정자 전압;  $p=d/dt$ ;  $\sigma$ =누설계수

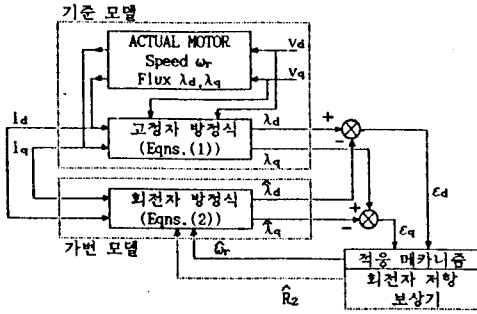


그림 1: 속도추정을 위한 MRAS 구조와 회전자 저항 보상기

MRAS에 따른 적응 매카니즘의 설계에 있어서 Landau는 초안정 개념에 근거한 실제적인 구성 기술을 제시했고 이 법칙에 따라 설계되었을때 MRAS의 상태 오차 방정식은 대역적으로 접근적 안정이 보장된다. 우선 상태 오차 방정식을 구하기 위해  $\omega_r$ 를 기준 모델의 고정된 정수로 가정하여 각 모델을 선형 시불변계로 취급한다. 기준모델의 해당 방정식으로 부터 가변모델을 빼면 다음의 상태 오차 방정식을 얻는다.

$$p \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_q \\ \hat{\lambda}_d \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (3)$$

즉  $p[e] = [A][e] - [W]$

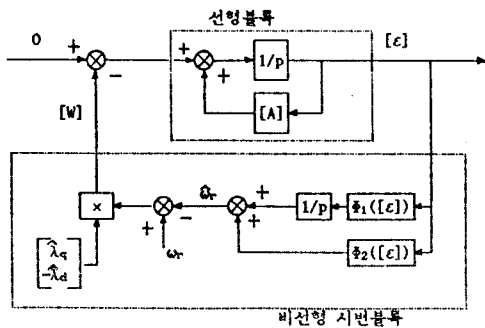


그림 2: 등가 비선형 피드백계로 표현한 MRAS

$\hat{\omega}_r$ 는 상태 오차의 함수이고 이 방정식은 그림2의 비선형 귀환 시스템을 표현한다. 초안정론에 따라 선형 시불변 전방 전달함수가 SPR(strictly positive real) 하고 적응 매카니즘을 포함한 비선형 귀환이 Popov의 적분 부등식을 만족하면 초안정이 보장된다. 그림 2의 선형 시불변계 전방 전달함수는 SPR 하다. Popov의 적분 부등식은 비선형 귀환계의 입력력 내적에 유한한 부의 한계를 요구한다. Popov의 적분 부등식을 만족시키도록 다음과 같은 적응 매카니즘을 설정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_2([\epsilon]) + \int_0^{t_1} \hat{\phi}_1([\epsilon]) dt \quad (4)$$

Popov의 적분 부등식은 다음과 같다.

$$\int_0^{t_1} [\epsilon]^T [W] dt \geq -\gamma_0^2, \quad t_1 \geq 0, \quad \gamma_0 = \text{양의 정수} \quad (5)$$

$\epsilon$  과  $W$ 을 부등식에 대입하면

$$\int_0^{t_1} \{ [\epsilon_d \hat{\lambda}_q - \epsilon_q \hat{\lambda}_d ] [\omega_r - \hat{\omega}_2([\epsilon]) - \hat{\phi}_1([\epsilon]) dt \} dt \geq -\gamma_0, \quad t_1 \geq 0 \quad (6)$$

이고, 이 부등식의 해는 다음의 관계로부터 구해진다.

$$\int_0^{t_1} k(p f(t)) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f^2(0), \quad k > 0 \quad (7)$$

이 표현식을 사용하면 Popov의 부등식이 다음함수로 만족된다.

$$\hat{\phi}_1 = K_2(\epsilon_q \hat{\lambda}_d - \epsilon_d \hat{\lambda}_q) = K_2(\lambda_q \hat{\lambda}_d - \lambda_d \hat{\lambda}_q) \quad (8)$$

$$\hat{\phi}_2 = K_1(\epsilon_q \hat{\lambda}_d - \epsilon_d \hat{\lambda}_q) = K_1(\lambda_q \hat{\lambda}_d - \lambda_d \hat{\lambda}_q) \quad (9)$$

### 3. 회전자 저항치 설정 오차에 의한 속도 추정 매카니즘의 영향

가변 모델에 사용된 전동기 파라미터중 회전자 저항치를 잘못 추정한 경우 혹은 온도에 따라 변동하는 경우 가변모델의 파라미터 오차로 인해 속도 추정 매카니즘이 영향을 받는다. 회전자 저항치가 잘못 설정된 경우에 동기회전과표계상에서의 상태오차 방정식은 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} e_{d0} \\ e_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & \omega_r - \hat{\omega}_r \\ \omega_r - \hat{\omega}_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{d0} \\ e_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{q0} \\ \hat{\lambda}_{d0} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{d0} \\ \hat{\lambda}_{q0} \end{bmatrix} (R_2 - \hat{R}_2) + \frac{M}{L_2} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} (R_2 - \hat{R}_2) \quad (10)$$

여기에서 MRAS를 이용하여 속도 동정기를 설계할때 고려한 전방 전달함수의 입력은  $[W]$  이외에 회전자 저항치 설정오차에 따른 또다른 항들이 추가되어 입력됨을 알 수 있다. 이러한 추가적인 입력의 영향은 정상상태에 이르러서도  $[e]$ 을 0으로 수렴하지 못하게 하고 그에 상응하는 편차를 갖게 한다. 특히 d축분의 편차가 지배적이고 이것을 동기회전 과표측상에서의 기준모델과 가변모델의 자속치에서 본다면 회전자 저항 설정치가 실제치보다 큰 경우 가변모델의 d축 자속치가 기준모델의 것보다 크게 즉  $e_{d0}$ 가 음으로 나타남을 알 수 있고 회전자 저항 설정치가 실제치보다 작은 경우는  $e_{d0}$ 가 양으로 나타남을 알 수 있다. 그러므로 정상상태에서 편차  $e_{d0}$ 가 회전자 저항치 설정오차에 의해서만 기인된다고 가정한다면  $e_{d0}$ 을 관찰함으로써 그 설정오차의 추론이 가능하다. 그래서 " $e_{d0}$ 가 음의 값이고 더 작아지려 한다면 회전자 저항 설정치를 현재보다 작게한다. 혹은  $e_{d0}$ 가 양의 값이고 더 커

지러 한다면 회전자 저항 설정치를 현재보다 크게한다.”는 논리의 퍼지규칙을 세울 수 있다.

4. 퍼지 논리 보상기

회전자 저항 변동에 대한 위의 고찰을 기반으로 퍼지 규칙을 세우고 보상기를 설계한다. 퍼지 논리 보상기의 블록전도도를 표시하면 다음과 같다.

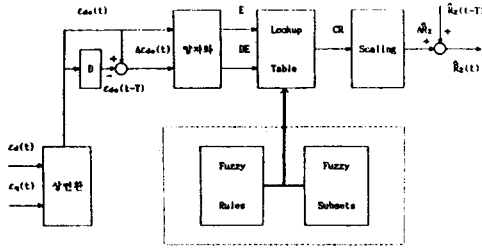


그림 3: 퍼지 논리 보상기

여기서 기준모델 자속치와 가변모델 자속치간의 오차  $e_d$ 와  $e_q$ 는 상변환을 거쳐 동기회전 좌표계의 d축 자속 오차분  $e_{do}$ 와 오차 변화분  $\Delta e_{do}$ 이 된다.  $e_{do}$ 와  $\Delta e_{do}$ 는 Table I, II와 같이 각각 13개의 양자화 레벨(quantization)로 이산화 되고 이 13개의 레벨이 전체집합 U의 원소들이 된다. 전체집합 U는 다음과 같은 7개의 퍼지 부분 집합(fuzzy subset) 즉 NB : negative big; NM : negative medium; NS : negative small; ZE : zero; PS : positive small; PM : positive medium; PB : positive big 으으로 이루어 지고 각 퍼지 부분 집합의 소속함수는 수치적으로 정의된다.

error( $E^*$ ), error derivative( $DE^*$ ), change of the resistance value( $CR^*$ )를 언어적 변수(linguistic variables)로 결정하고 회전자 저항변동에 대한 보상을 규칙화 한다.

예를 들면

- (1) If  $E^*$  is NB and  $DE^*$  is NB, then  $CR^*$  is NB.
- (2) If  $E^*$  is PB and  $DE^*$  is PB, then  $CR^*$  is PB.

각각의 경우를 고려하면 49개의 규칙이 세워진다. 이 규칙들은 결합되서 Table III 에 보여지는 lookup table을 이루게 된다.

양자화된 입력 E와 DE에 대하여 퍼지 규칙과 소속 함수를 이용한 출력 CR의 결정은 다음과 같은 관계 R로 정의할 수 있다.

$$R : E \times DE \rightarrow CR \quad (11)$$

각각의 규칙에 의한 출력의 소속값은  $u(CR) = \min(u(E), u(DE))$ 로 정의되고 출력 CR의 결정을 위한 방법으로 무게 중심법(center of gravity)을 사용하였다. 이것을 일반적으로 표현하면 다음과 같다.

$$CR = \frac{\sum_{n=1}^N (u_n \times U_n)}{\sum_{n=1}^N u_n} \quad (12)$$

여기에서  $u_n$ 는 소속함수,  $U_n$ 는 상관되는 퍼지규칙 출력의 대표값, N는 상관되는 퍼지 규칙의 수이다.

TABLE I  
QUANTIZATION AND RPIMARY FUZZY SETS

Level No.	Range	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
-6	$E_{do} \leq -5 \cdot 10^{-6}$	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
-5	$-5 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq -4 \cdot 10^{-6}$	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
-4	$-4 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq -3 \cdot 10^{-6}$	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0
-3	$-3 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq -2 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0	0.0
-2	$-2 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq -1 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0
-1	$-1 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq -0.25 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0
0	$-0.25 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 0.25 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0
1	$0.25 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 1 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0
2	$1 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 2 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0
3	$2 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 3 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0
4	$3 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 4 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3
5	$4 \cdot 10^{-6} < E_{do} \leq 5 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7
6	$5 \cdot 10^{-6} \leq E_{do}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0

TABLE II  
QUANTIZATION AND RPIMARY FUZZY SETS

Level No.	Range	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
-6	$\Delta E_{do} \leq -5 \cdot 10^{-6}$	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
-5	$-5 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq -4 \cdot 10^{-6}$	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
-4	$-4 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq -3 \cdot 10^{-6}$	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0
-3	$-3 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq -2 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0	0.0
-2	$-2 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq -1 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0	0.0
-1	$-1 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq -0.25 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0	0.0
0	$-0.25 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 0.25 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0	0.0
1	$0.25 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 1 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0	0.0
2	$1 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 2 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3	0.0
3	$2 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 3 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0
4	$3 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 4 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0	0.3
5	$4 \cdot 10^{-6} < \Delta E_{do} \leq 5 \cdot 10^{-6}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.7	0.7
6	$5 \cdot 10^{-6} \leq \Delta E_{do}$	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.3	1.0

TABLE III  
Lookup Table

Error (E)	Error Change (DE)												
	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
-6	-6	-6	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0
-5	-6	-6	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0
-4	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0
-3	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	0	0	0	0
-2	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	1	1
-1	-4	-4	-3	-2	-1	-1	-1	-1	0	1	1	1	2
0	-3	-3	-2	-1	0	0	0	0	1	1	2	3	4
1	-2	-2	-1	-1	0	1	1	1	1	2	3	4	4
2	-1	-1	0	0	1	1	1	2	2	3	3	4	4
3	0	0	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5
4	0	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	5
5	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6
6	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6

5. 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션은 회전자 저항 변동에 대한 퍼지 논리 보상기의 동작을 보인다. 전체 시스템의 구성은 그림 4와 같다. 시뮬레이션에 사용된 전동기 정수는 TABLE IV와 같다. 어떤 시점에서 회전자 저항의 설정치와 실제치간에 온도에 따라 변동될 수 있는 범위인 +20%와 -20%의 오차가 생겼을 경우를 설정하여 정상상태에서 각각에 대한 보상을 행했다. 그림 5와 6은 각각의 경우에 동기회전 좌표축상에서 각 모델 자속치간의 오차  $e_{do}$ 와 회전자 저항 추정치 그리고 전동기의 속도를 나타낸다. 그림 5는 정확한 회전자 저항치 추정으로 정상 상태 속도 제어가 현저하게 개선된것을 보여준다. 그림

6은 응답 지연과 약간의 정상 상태 속도 편차가 개선됨을 보여준다.

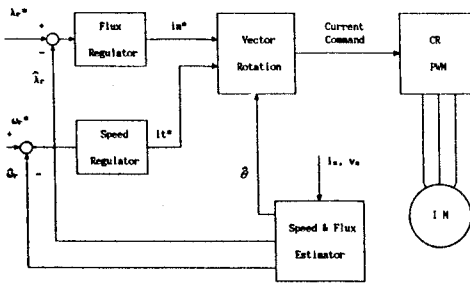


그림 4: 시스템 구성도

TABLE IV  
유도전동기의 정수

용량 : 3 hp 220 V	극수 : 4
고경자 저항 : 0.435 Ω	회전자 저항 : 0.816 Ω
상호 인덕턴스 : 69.3 mH	관성 모멘트 : 0.089 kg·m <sup>2</sup>
고경자 누설 인덕턴스 : 2 mH	
회전자 누설 인덕턴스 : 2 mH	

6. 결론

본 논문에서는 MRAS를 이용한 센서리스 벡터제어시 성능에 영향을 주는 시스템 파라미터중 회전자 저항의 변동에 대한 시스템 해석과 퍼지 논리를 사용한 보상방법을 제시하고 시뮬레이션을 통해 그 성능을 검증하였다. 기존의 MRAS를 이용한 속도 추정 방법을 그대로 사용하면서 그 속도추정 메카니즘에 계산량의 부담이 그다지 크지않은 보상기를 추가함으로써 상당히 양호한 보상 성능을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] T. Ohtani, N. Takada, & K. Tanaka. "Vector control of induction motor without shaft encoder", Conf. Rec. of IEEE IAS'89, pp.500-507, 1989.  
 [2] M. Velez-Reyes & K. Minami & G.C. Verghese, "Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines", Conf. Rec. of IEEE IAS'89, pp.607-611, 1989.  
 [3] C. Shauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", Conf. Rec. of IEEE IAS'89, pp.493-499, 1989.  
 [4] 大谷 繼利, "速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化", 日本電學論D 110(平成2-5), pp.497-505, 1990.  
 [5] 楊 耕, 金 東海, "MRASによる一次抵抗同定機能付誘導

機速度センサレスベクトル制御", 平成3年電氣學會全國大會 No.587, 1991.

[6] "誘導機速度センサレスベクトル制御適用の現状と課題", 平成3年電氣學會全國大會 シンポジウム 1991.  
 [7] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in Control System: Fuzzy Logic controller, Part I,II", IEEE Trans. Sys.Man Cybern. vol.SMC-20, no 2, pp.404-435, 1990.  
 [8] Y. F. Li & C. C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo system", IEEE Control System Magazine vol.9, no 3, pp.65-72, 1989.

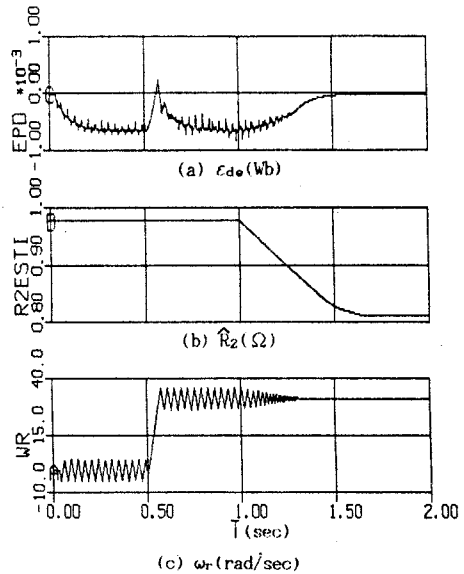


그림 5: R<sub>2</sub> = 0.816,  $\hat{R}_2(0) = 0.9792$  의 경우

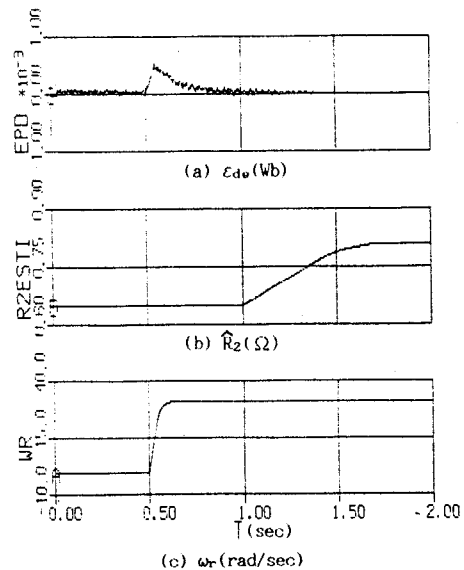


그림 6: R<sub>2</sub> = 0.816,  $\hat{R}_2(0) = 0.6528$  의 경우