

유도전동기 드라이브의 DTC를 위한 하이브리드 퍼지제어기

(Hybrid Fuzzy Controller for DTC of Induction Motor Drive)

고재섭* · 최정식 · 정동화

(Jae-Sub Ko · Jung-Sik Choi · Dong-Hwa Chung)

Abstract

An induction motor operated with a conventional direct self controller(DSC) shows a sluggish response during startup and under changes of torque command. Fuzzy logic controller(FLC) is used in conjunction with DSC to minimize these problems. A FLC chooses the switching states based on a set of fuzzy variables. Flux position, error in flux magnitude and error in torque are used as fuzzy state variables. Fuzzy rules are determined by observing the vector diagram of flux and currents. This paper proposes hybrid fuzzy controller for direct torque control(DTC) of induction motor drives. The speed controller is based on adaptive fuzzy learning controller(AFLC), which provide high dynamics performances both in transient and steady state response. Flux position, error in flux magnitude and error in torque are used as FLC state variables. The speed is estimated with model reference adaptive system(MRAS) based on artificial neural network(ANN) trained on-line by a back-propagation algorithm. This paper is controlled speed using hybrid fuzzy controller(HFC) and estimation of speed using ANN. The performance of the proposed induction motor drive with HFC controller and ANN is verified by analysis results at various operation conditions.

Key Words : Induction Motor Drive, DTC, HFC, AFLC, Speed Estimation

1. 서 론

최근 전 세계적으로 환경문제의 인식이 높아지고 에너지 및 자원의 절약이 요구되면서 가변속 드라이브에 대한 관심이 고조되고 있다. 전력용 반도체의 진보, 제어기법의 발전, 마이크로프로세서 및 DSP의 응용

등으로 가변속 드라이브에 대한 연구는 한층 박차를 가하고 있다. 간접 벡터제어를 적용한 유도전동기 드라이브는 고성능 제어를 위하여 산업 적용분야에 광범위하게 사용되고 있다. 이는 유도전동기 드라이브가 간단하고 고속 응답 특성을 가지고 있으며 강인성, 가격, 신뢰성 및 효율성이 우수하다는 장점 때문이었다[1-2].

최근에는 DTC(Direct Torque Control)가 인버터의 스위칭 상태를 적절하게 선정하여 요구되는 오차 폭 내에서 고정자 자속과 전자기적인 토크를 제어하기

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2010년 8월 11일
1차심사 : 2010년 8월 17일, 2차심사 : 2011년 2월 24일
심사완료 : 2011년 3월 25일

위하여 제시되었다[3-8]. DTC 드라이브는 종래의 벡터제어 드라이브와 비교하여 전류 루프를 사용하지 않고 폐루프 시스템의 방법으로 토크와 자속을 제어하였다. 그리고 DTC 드라이브는 단지 고정자 저항만 사용하여 파라미터의 변동에 대한 민감도를 저감시켰다. 그러나 제어기의 파라미터는 만족할만한 성능을 얻기 위하여 적절하게 조절하였다[9-10]. 이러한 플랜트 파라미터의 변동을 포함한 자동동조를 입증하였다[11]. DTC 기반 유도전동기 드라이브를 위한 플랜트 파라미터의 변동을 해결하기 위하여 퍼지 추정자를 사용하였다[12-13]. 여기서 고정자 저항의 변동은 고정자 전류의 오차 및 오차 변화분에 의해 추정을 하였다. 최근에는 FLC(Fuzzy Logic Controller)가 DTC 기반 유도전동기 드라이브에 적용되었다[14-15]. FLC는 토크 리플을 현저하게 저감시킬 수 있는 스위칭 상태의 듀티비를 제어한다. 그러나 고정된 이득값을 사용하는 PI나 FLC 제어기는 성능을 개선하는데 한계가 있다. 따라서 본 논문에서는 적응제어를 이용하여 퍼지제어의 룰베이스 값을 수정하는 적응퍼지제어기를 이용한다.

대부분 가변속 드라이브 시스템에서 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용하여 속도와 위치의 정보를 얻는다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되므로 유도전동기 드라이브의 적용분야가 제한된다. 이러한 고정밀 센서는 고가이며 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정확성에 제한을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 드라이브의 강인성을 저감시키고 정·동적 마찰이 축에 전달된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

최근에는 ANN(Artificial Neural Network)이 전력 전자와 전동기 드라이브 시스템에 선풍적인 매력을 끌고 있다. 이 ANN은 병렬분산 구조, 학습능력, 비선형 시스템의 동정 및 적응능력 등 다양한 특성을 가지고 있다. 이러한 특성이 센서리스 제어를 포함한 전동기 드라이브 시스템에서 ANN의 강력한 진가를 발휘하였다[16-17]. 그러나 이러한 연구도 갑작스런 부하 및 속도가 변화할 경우 시스템의 성능이 악화되는 문

제점이 나타난다.

본 논문에서는 하이브리드 퍼지제어기를 이용하여 유도전동기의 DTC를 수행한다. 속도제어를 위하여 AFLC(Adaptive Fuzzy Learning Controller)를 사용하고 토크와 자속을 제어하기 위하여 FLC를 사용한다. 유도전동기의 속도를 추정하기 위하여 MRAS(Model Reference Adaptive System) ANN(Artificial Neural Network)를 이용한다. 유도전동기의 드라이브 시스템을 구성하여 제시한 제어기를 적용하여 다양한 응답 특성을 분석한다. 그리고 본 논문의 효용성을 입증하기 위하여 종래의 방식과 비교하고 결과를 제시한다.

2. 유도전동기의 드라이브 시스템

본 논문에서는 SV(Space Vector) PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 유도전동기의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다. 그림 1은 SV PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반적인 유도전동기 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

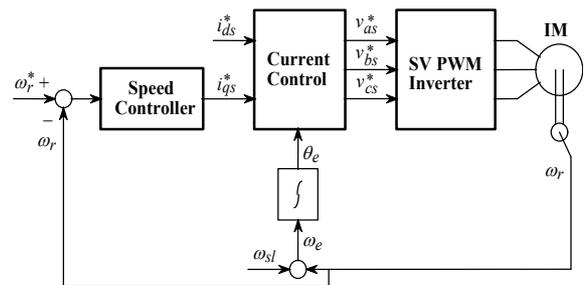


그림 1. 속도제어를 위한 벡터제어 IM의 블록도
Fig. 1. Block diagram of vector controlled IM for speed control

ω_r^* 와 ω_r 를 비교하여 속도제어기에 의해 i_{qs}^* 를 제어한다. i_{qs}^* 와 i_{ds}^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류 i_{qs} 와 i_{ds} 와 비교하여 전류제어기에 의해 제어한다. 전류제어기의 출력은 v_{qs}^* 와 v_{ds}^* 이

며 이는 좌표변환에 의해 $v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*$ 로 변환하여 SV PWM 인버터를 구동시키고 유도전동기를 제어한다. 회전자의 위치정보 θ_r 는 좌표변환에 이용한다. 고정자 기준 축에 의한 유도전동기의 고정자 및 회전자 전압방정식에 대한 수학적 모델은 다음과 같다[13].

$$v_s = i_s R_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (1)$$

$$0 = i_r R_r - j\omega_r \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (2)$$

고정자 및 회전자 자속은 다음과 같다.

$$\phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\phi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (4)$$

기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$T_e - T_L = Jp\omega_r + B\omega_r \quad (5)$$

발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (6)$$

식 (3)과 (4)를 식 (6)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\phi_{ds} \phi_{qr} - \phi_{qs} \phi_{dr}) \quad (7)$$

여기서 σ 는 다음 식과 같다.

$$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r) \quad (8)$$

그리고

L_s, L_r, L_m : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

R_s, R_r : 고정자 및 회전자 저항

$\omega_e, \omega_r, \omega_{sl}$: 동기, 회전 및 슬립 속도

3. 직접 토크와 자속 제어

그림 2는 종래에 사용했던 DTC에 의한 유도전동기 드라이브의 블록도를 나타낸다. SC(Speed Controller)는 속도 제어를 나타낸다.

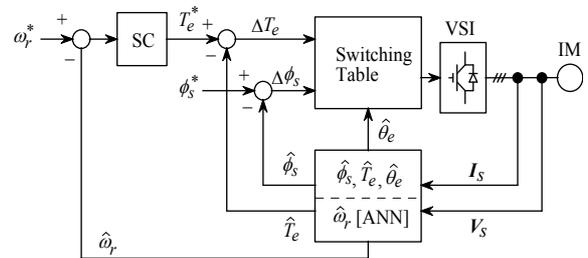


그림 2. DTC에 의한 유도전동기 드라이브의 블록도
Fig. 2. Block diagram of induction motor drive with DTC

스위칭 표는 토크와 자속의 오차를 설정 밴드 내에서 유지하도록 하며 인버터 제어를 위하여 사용한다. 시스템의 더욱 상세한 내용은 다음과 같다. 식 (1)에서 유도할 수 있는 고정자 자속은 다음과 같다.

$$\hat{\phi}_s = \int (\hat{v}_s - \hat{i}_s R_s) dt \quad (9)$$

여기서 \hat{v}_s 와 \hat{i}_s 는 측정 고정자 전압과 전류를 나타낸다. 전자기적인 토크는 식 (6)에 의하여 유도할 수 있다.

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\hat{\phi}_{ds} \hat{i}_{qs} - \hat{\phi}_{qs} \hat{i}_{ds}) \quad (10)$$

토크와 자속의 오차는 다음과 같다.

$$\Delta T_e = T_e^* - \hat{T}_e \quad (11)$$

$$\Delta \phi_s = \phi_s^* - \hat{\phi}_s \quad (12)$$

필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족되는 경우인 $em(kT)=0$ 에서 학습 메카니즘은 FLC에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FLC의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다.

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식 (14), (15)와 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FLC에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서의 입력 $p(kT)$ 의 변화는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FLC의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FLC에서 출력의 멤버쉽 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (16)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버쉽 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FLC는 요구되는 $T_e^*(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화 시킨다. 이는 기준 모델과 같이 동작시키기 위하여 전동기를 강제화 시킨다.

5. ANN에 의한 속도 추정

역전과 기법에 의한 2층 구조의 신경회로망은 속도를 추정하는데 사용한다. 그림 6은 신경회로망에 의한 속도 동정을 나타낸다.

상태변수의 추정은 2개의 모델을 사용하며 종래의 MRAS에 의한 속도 추정자 방식이다. 하나는 요구되는 출력을 나타내는 기준모델로서 이는 유도전동기이다. 다른 하나는 신경회로망의 출력을 나타내는 적응모델로서 신경회로망을 나타낸다. 신경회로망 모델의 하중은 속도와 시정수와 같은 전동기 파라미터로 선정된다. 신경회로망의 출력을 요구되는 출력과 비교한다. 요구와 추정 상태변수 사이의 오차는

적응 메카니즘에서 역전과되어 신경모델의 하중을 조절하며 이 모델의 출력은 요구치와 일치시킨다. 적응 메카니즘을 통해 역전과 알고리즘을 수행하여 실제 전동기의 속도에 정밀하게 추종하는 추정속도를 얻는다.

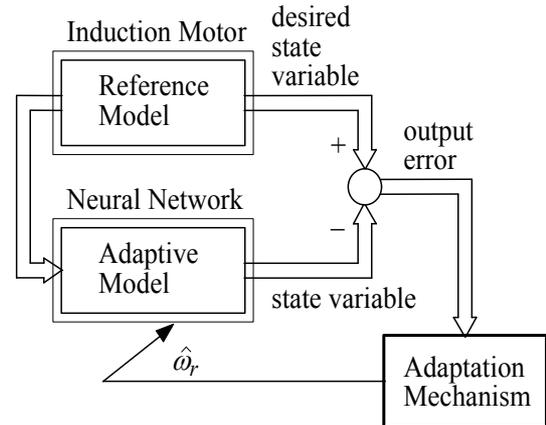


그림 6. 신경회로망에 의한 속도 동정
Fig. 6. Speed identification with neural network

신경회로망을 이용하여 회전자 자속을 추정하기 위하여 두개의 독립 관측기가 필요하다. 하나의 관측기는 속도를 포함하지 않으므로 회전자 자속 Φ_r 의 요구치를 발생한다. 다른 관측기는 속도를 포함하고 있으며 조절 하중에 의한 신경모델이다. 요구되는 회전자 자속 Φ_r 와 신경모델에 의한 회전자 자속 $\hat{\Phi}_r$ 사이의 오차는 하중을 조절하는데 사용한다. 이 하중은 회전자 속도 $\hat{\omega}_r$ 를 의미한다. 유도전동기의 속도를 측정하기 위한 기준모델 관측기에 사용되는 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \Phi_r = \frac{L_r}{L_m} [v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_s] \quad (17)$$

여기서 누설계수 $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$

$$\Phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}, v_s = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, i_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

유도전동기의 속도를 추정하기 위한 추정모델 관측기에 사용되는 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r = \left(\frac{-1}{T_r}\mathbf{I} + \hat{\omega}_r\mathbf{J}\right)\hat{\boldsymbol{\phi}}_r + \frac{L_m}{T_r}\mathbf{i}_s \quad (18)$$

여기서

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

추정 회전자 자속의 변화율을 고려하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) = \frac{1}{T}[\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k+1) - \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k)] \quad (19)$$

식 (19)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k+1) = \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + T \frac{d}{dt}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) \quad (20)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타낸다.

식 (18)을 식 (20)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k+1) &= \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + T \left(-\frac{1}{T_r}\mathbf{I} + \hat{\omega}_r\mathbf{J} \right) \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + \frac{T}{T_r}L_m\mathbf{i}_s(k) \\ &= \left(1 - \frac{T}{T_r} \right) \mathbf{I} \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) - T\hat{\omega}_r\mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + \frac{T}{T_r}L_m\mathbf{i}_s(k) \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)을 신경회로망에 적용하기 위하여 다음 식으로 표현한다.

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k+1) = W_1\mathbf{I}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + W_2\mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) + W_3\mathbf{i}_s(k) \quad (22)$$

여기서 $W_1 = 1 - \frac{T}{T_r}$, $W_2 = T\hat{\omega}_r$, $W_3 = \frac{TL_m}{T_r}$ 이다.

신경회로망 모델을 나타내는 추정치는 다음 식과 같다.

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) = W_1\mathbf{x}_1 + W_2\mathbf{x}_2 + W_3\mathbf{x}_3 \quad (23)$$

여기서 $\mathbf{x}_1 = \mathbf{I}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k-1)$, $\mathbf{x}_2 = \mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k-1)$, $\mathbf{x}_3 = \mathbf{i}_s(k-1)$ 이다. 식 (23)은 그림 7과 같이 2층 구조의 선형 신경회로망 모델로 표현할 수 있다. W_1, W_2, W_3 은 회로망의 하중을 나타낸다.

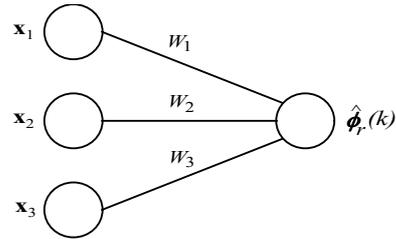


그림 7. 2층 선형 ANN
Fig. 7. Double layer linear ANN

역전파 알고리즘을 이용하여 가중치 W_2 를 찾는 방법에 대하여 설명한다. 역전파 알고리즘에 의하면 출력 값의 오차에 따라 신경회로망의 가중치를 조절하고 이 오차가 영이 되면 신경회로망 모델과 유도전동기 모델이 같게 된다. 이를 위하여 다음의 출력오차를 이용한다.

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \boldsymbol{\phi}_r(k) - \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k) \quad (24)$$

출력오차의 에너지 함수를 E 라고 두면 다음과 같다.

$$E(k) = \frac{1}{2}\boldsymbol{\varepsilon}^2(k) = \frac{1}{2}[\boldsymbol{\phi}_r(k) - \hat{\boldsymbol{\phi}}_r(k)]^2 \quad (25)$$

신경 회로망 사이의 하중은 에너지 함수를 최소화하기 위하여 동조한다. 따라서 역전파 알고리즘에 의한 가중치 변동 ΔW_2 와 W_2 는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta W_2(k) = -\eta\Delta E(k) + \alpha\Delta W_2(k-1) \quad (26)$$

$$W_2(k+1) = W_2(k) + \Delta W_2(k) \quad (27)$$

여기서 η 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수 α 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다. $\Delta E(k)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta E(k) &= \frac{\partial E(k)}{\partial W_2} = \frac{\partial E(k)}{\partial \hat{\phi}_r} \cdot \frac{\partial \hat{\phi}_r}{\partial W_2} \\ &= -[\hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k-1)] \hat{\phi}_{dr}(k-1) \\ &\quad + [\hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k-1)] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \end{aligned} \quad (28)$$

식 (28)을 식 (26)에 대입하여 $\Delta W_2(k)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta W_2(k) &= -\eta \Delta E(k) + \alpha \Delta W_2(k-1) \\ &= \eta \left\{ [\hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k-1)] \hat{\phi}_{dr}(k-1) \right. \\ &\quad \left. - [\hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k-1)] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \right\} \\ &\quad + \alpha \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (29)$$

최종적으로 식 (22), (27) 및 (29)를 이용하여 추정속도를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\eta}{T} \left\{ [\hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k-1)] \hat{\phi}_{dr}(k-1) \right. \\ &\quad \left. - [\hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k-1)] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \right\} + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (30)$$

추정속도를 이용한 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (31)$$

6. 시스템 성능결과

그림 8은 0.1[sec]에 1,800[rpm]으로 운전 중 0.4~0.6[sec]에 부하토크를 5[N.m]인가하고 지령속도를 0.8[sec]에 1,000[rpm]으로 변화시켰을 경우의 응답

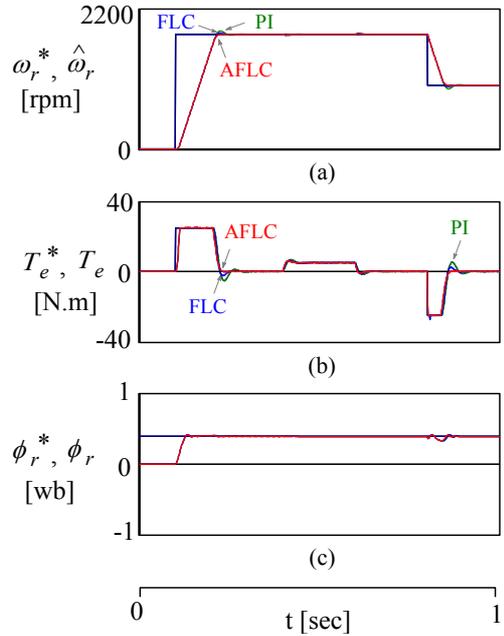


그림 8. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 8. Response characteristic with command speed and load torque changing

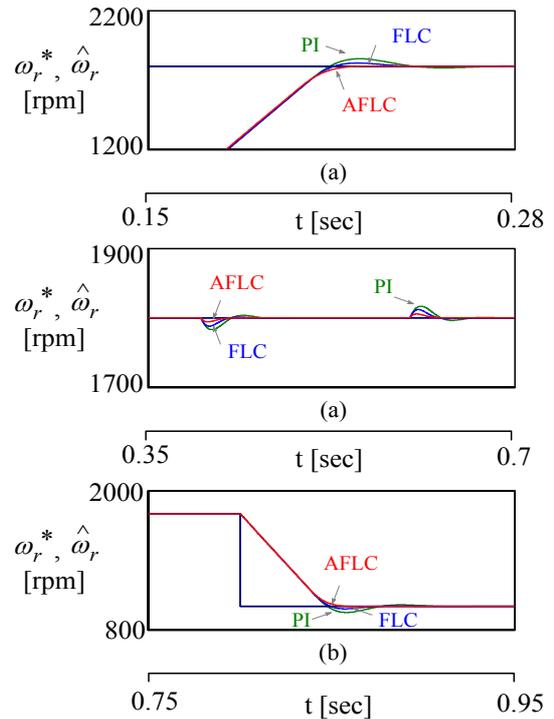


그림 9. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 9. Response characteristic with command speed and load torque changing

특성을 나타낸다. 그림 8 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 8 (b)는 지령토크와 발생토크, 그림 8 (c)는 지령자속과 실제자속을 나타낸다. 그림 9는 그림 8의 과도상태부분을 명확하게 해석하기 위하여 확대한 것으로서 그림 9 (a)는 속도상승부분, 9 (b)는 부하인가부분, 9 (c)는 속도하강부분을 확대한 것을 나타낸다. 표 1, 2, 3은 그림 9 (a), (b), (c)의 정량적 비교를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 AFLC 제어가 속도상승, 부하토크 변화 및 속도하강 전체 부분에서 종래의 PI 및 FLC 제어기보다 오버슈트가 작고 안정화 시간이 빠르게 나타나 더욱 우수한 응답특성을 나타내고 있다.

표 1. 그림 9 (a)에 대한 응답특성 비교
Table 1. Comparison of response characteristic about Fig. 9 (a)

	PI	FLC	AFLC
오버슈트([rpm])	55	22.7	2.3
안정화시간([sec])	0.27	0.25	0.21

표 2. 그림 9 (b)에 대한 응답특성 비교
Table 2. Comparison of response characteristic about Fig. 9 (b)

	PI	FLC	AFLC
오버슈트([rpm])	17	12	8.6
안정화시간([sec])	0.48	0.45	0.428

표 3. 그림 9 (c)에 대한 응답특성 비교
Table 3. Comparison of response characteristic about Fig. 9 (c)

	PI	FLC	AFLC
오버슈트([rpm])	55	23	2.2
안정화시간([sec])	0.93	0.89	0.85

그림 10은 정·역 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 10 (a)는 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기의 지령속도와 추정속도, 그림 10 (b)는 FLC 제어기의 지령속도와 추정속도, 그림 10 (c)는 PI 제어기의

지령속도와 추정속도를 나타내고 그림 10 (d)는 지령토크와 발생토크, 그림 10 (e)는 지령자속과 실제자속을 나타낸다. 정·역으로 운전하였을 경우에도 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기가 종래의 FLC 및 PI 제어기보다 더욱 우수한 응답특성을 나타내고 있다.

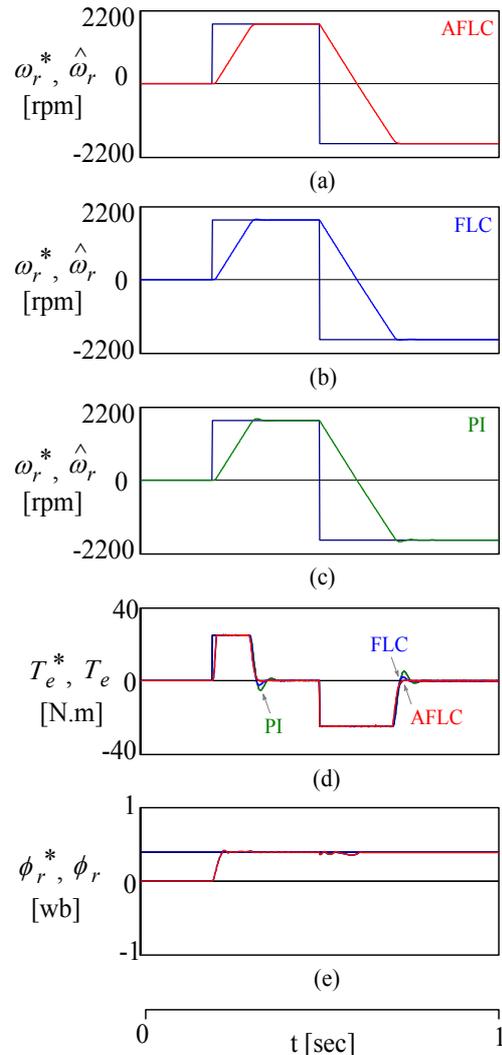


그림 10. 정·역 운전에 대한 응답특성
Fig. 10. Response characteristic with forward and reverse operating

그림 11은 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 11 (a), (b), (c)는 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기, FLC 제어기, PI 제어기의 지령속도와 추정속도

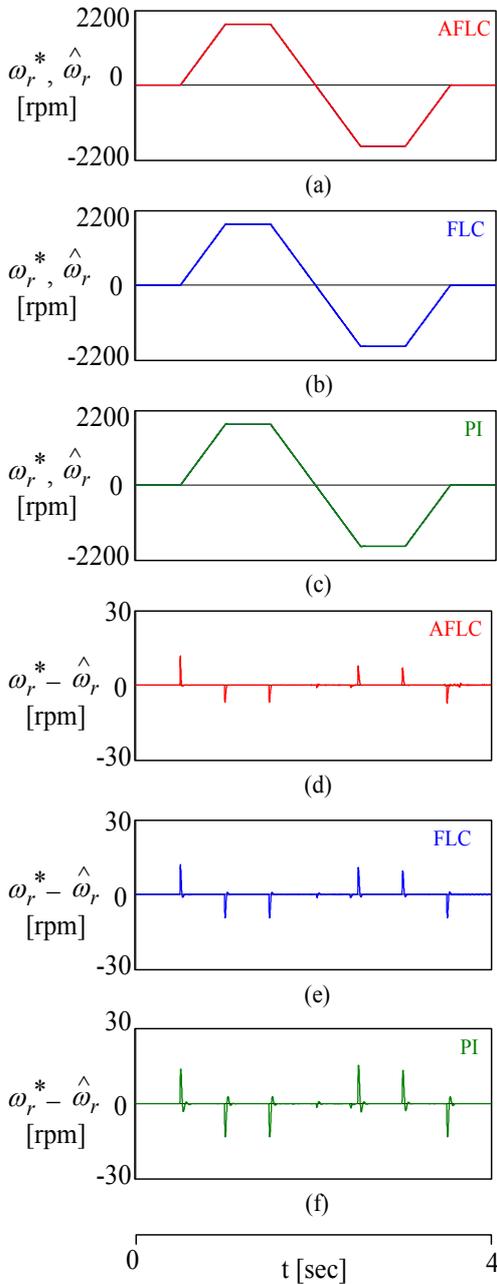


그림 11. 4상한 운전에 대한 응답특성
 Fig. 11. Response characteristic with quadrant drive

를 나타내고 있으며, 그림 11 (d), (e), (f)는 지령속도와 추정속도와의 속도오차를 나타낸다. 속도오차에서 PI 제어기는 20[rpm], FLC 제어기는 15[rpm], 본 논문

에서 제시한 AFLC 제어기는 12.5[rpm]으로 AFLC 제어기의 속도오차가 종래의 FLC 및 PI 제어기보다 더욱 작게 나타나고 있어 양호한 응답특성을 나타내고 있다.

그림 12와 13은 0.1[sec]에 1,800[rpm]으로 운전 중 0.6~0.8[sec]에 부하토크를 5[N.m]인가하였을 때 종래의 DTC와 하이브리드 퍼지제어기에 의한 DTC의 응답특성을 나타내고 있다. 그림 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 (b)는 지령토크와 발생토크, 그림 (c)는 지령자속과 실제자속, 그림 (d)는 q 축 전류를 나타낸다. 그림 (c)와 (d)에서 본 논문에서 제시한 하이브리드 퍼지제어에 의한 DTC가 종래의 DTC에 비하여 자

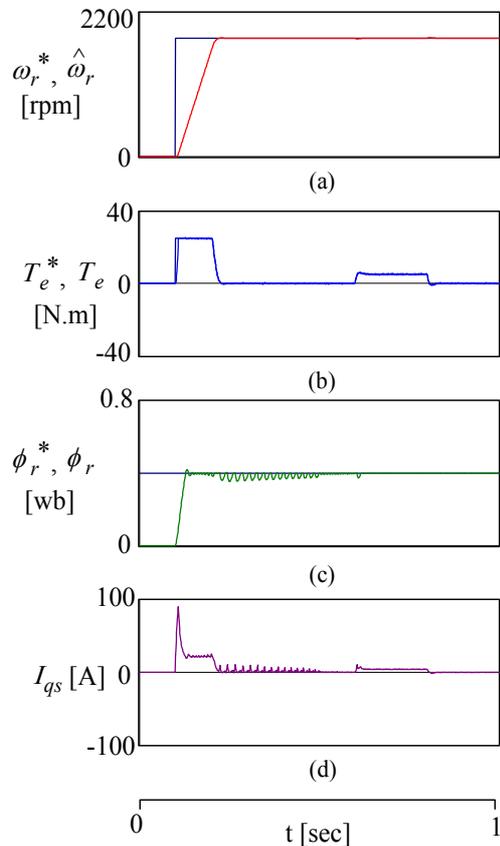


그림 12. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
 (Conventional DTC)
 Fig. 12. Response characteristic with command speed and load torque changing
 (Conventional DTC)

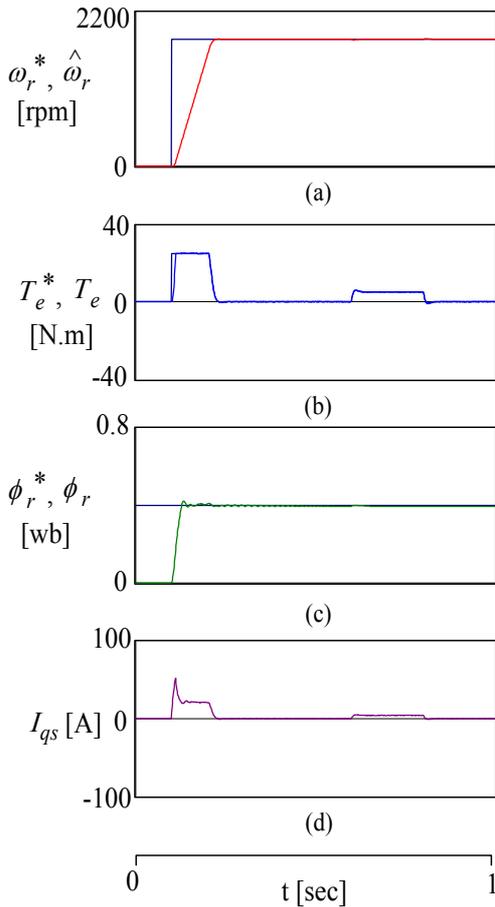


그림 13. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 (Proposed DTC)
 Fig. 13. Response characteristic with command speed and load torque changing (Proposed DTC)

속 및 q 축 전류의 리플이 감소되어 더욱 우수한 제어가 이루어지고 있음을 나타낸다.

그림 14와 15는 지령속도를 1,000[rpm] → 1,800[rpm] → 1,500[rpm] → -500[rpm]으로 다양하게 변화하였을 경우의 종래의 DTC와 본 논문에서 제시한 하이브리드 퍼지제어에 의한 DTC의 응답특성을 나타낸다. 그림 (c)는 지령자속과 실제자속, 그림 (d)는 q 축 전류를 나타내며 본 논문에서 제시한 하이브리드 퍼지제어에 의한 DTC 제어가 자속 및 q 축 전류의 리플이 감소되어 더욱 우수한 응답특성을 나타낸다.

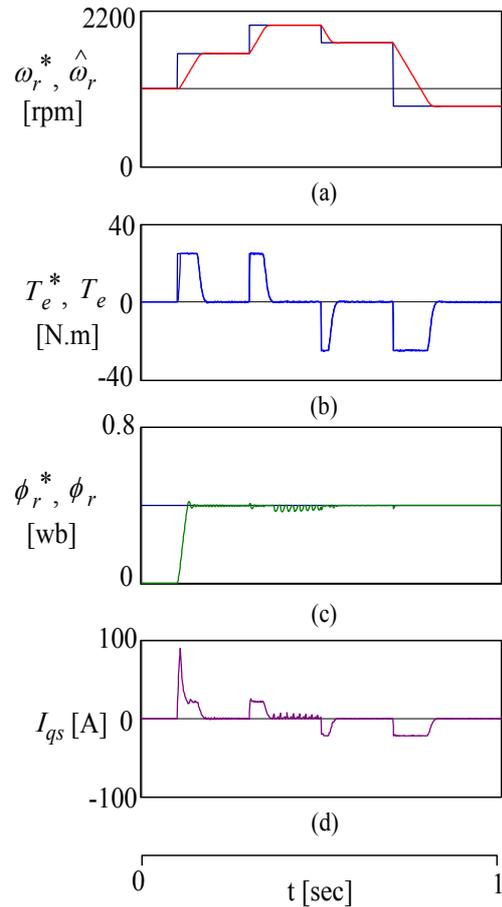


그림 14. 지령속도변화에 대한 응답특성 (Conventional DTC)
 Fig. 14. Response characteristic with command speed changing (Conventional DTC)

그림 16은 지령속도를 100[rpm] → -200[rpm] → 1,500[rpm] → 1,800[rpm] → -1,000[rpm]으로 저속에서 고속영역까지 다양하게 변화하였을 경우의 본 논문에서 제시한 ANN에 의한 속도추정 응답특성을 나타낸다.

그림 16 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 16 (b)는 지령속도와 추정속도, 그림 16 (c)는 지령토크와 발생토크, 그림 16 (d)는 지령자속과 실제자속, 그림 16 (e)는 실제속도와 추정속도와의 속도오차를 나타낸다. 그림 16 (e)의 최대 속도오차가 1.45[rpm]으로 1[%] 이내로 나타내고 있어 매우 양호한 속도추정을 하고 있다.

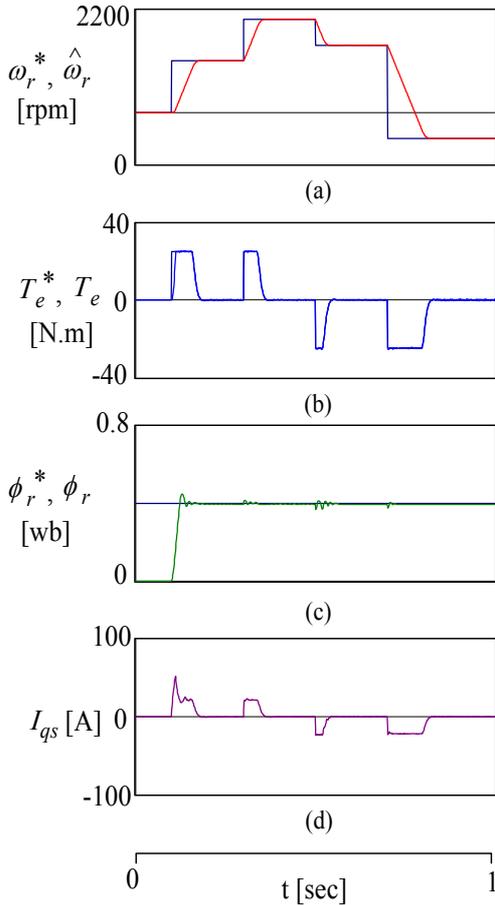


그림 15. 지령속도변화에 대한 응답특성 (Proposed DTC)

Fig. 15. Response characteristic with command speed changing(Proposed DTC)

7. 결론

본 논문에서는 하이브리드 퍼지제어기(Hybrid Fuzzy Logic Controller)에 의한 유도전동기 드라이브의 직접 토크제어를 제시하였다. 유도전동기의 속도 제어를 위하여 AFLC(Adaptive Fuzzy Logic Controller)를 이용하였으며, 토크와 자속제어를 위하여 FLC(Fuzzy Logic Controller)를 사용하였다. AFLC 제어기는 FLAM (Fuzzy Learning Adaptive Mechanism)과 FLC를 병렬로 연결하여 구성되며, 속도제어에 필요한 토크를 출력한다. 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기는 종래의 FLC 및 PI 제어기와 속도

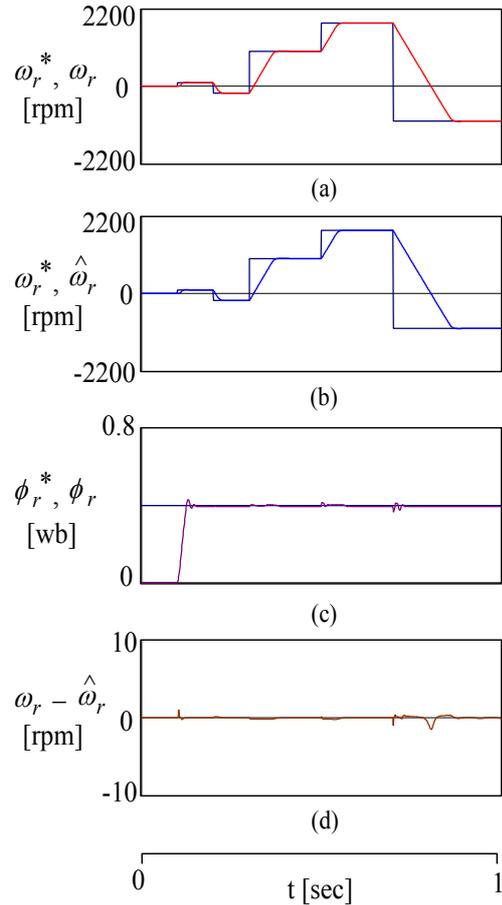


그림 16. ANN에 의한 속도추정 응답특성

Fig. 16. Response characteristic of speed estimation by ANN

및 부하변화에 대하여 응답특성을 비교 분석하였으며, 또한 본 논문에서는 AFLC와 FLC를 이용하여 하이브리드 퍼지제어기에 의한 DTC를 제시하였고 본 논문에서 제시한 DTC는 종래의 제어와 제어특성을 비교 분석하였다.

본 논문에서 제시한 AFLC 제어기는 종래의 FLC 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 작고 안정화 시간이 빠르게 나타나 더욱 우수한 응답특성을 나타내었으며, 또한 하이브리드 퍼지제어기에 의한 DTC는 종래의 제어에 비하여 자속 및 q 축 전류의 리플이 저감되어 더욱 우수한 제어특성을 나타냈다. 따라서 본 논문의 타당성을 입증할 수 있었다.

References

[1] B. K. Bose, "Modern power electronics and AC drives," Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 2002.

[2] I. Boldea and S. A. Nasar, "Electric drives," New York: Taylor & Francis, 2006.

[3] H.F.E. Soliman and M.E. Elbuluk, "Direct torque control of a three phase induction motor using a hybrid PI/fuzzy controller," IEEE IAS Conference, pp. 1681-1685, 2007.

[4] L. Lin, H. Zhong, Y. Deng, J. Zhang, Y. Jie and X. She, "A DTC Algorithm for three-level induction motor drives system based on discrete space vector modulation," IEEE APEC Conference, pp. 1978-1983, 2009.

[5] B. C. Babu, and C. Pongothai, "High performance direct torque controlled induction motor drive for adjustable speed drive applications," ICETET '08. First International Conference, pp. 927-932, 2008.

[6] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance of induction motor using electric vehicles," The Journal of KISS, vol. 14, no. 2, pp. 52-61, 1999.

[7] M. Depenbrock, "Direct self-control(DSC) of inverter-fed induction machine," IEEE Trans. PE, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, 1988.

[8] I. Takahashi, Direct Y. Ohmori, "High-performance torque control of year induction motor," IEEE Trans. IA, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, 1989.

[9] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," IEEE Trans. IA, vol. 30, pp. 344-348, 1994.

[10] S. S. Perng, Y. S. Lai and C. H. Liu, "Sensorless vector controller for induction motor drives with parameter identification," in Proc. IEEE IECON, pp. 1008-1013, 1998.

[11] Y. S. Lai, J. C. Lin and J. Wang, "Direct torque control induction motor drives with self-commissioning based on taguchi methodology," IEEE Trans. PE, vol. 15, pp. 1065-1071, 2000.

[12] S. Mir, M. E. Elbuluk and D. S. Zinger, "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines," Proc. IEEE PESC, pp. 744-751, 1994.

[13] S. Mir, M. E. Elbuluk and D. S. Zinger, "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines," IEEE Trans. PE, vol. 13, pp. 279-287, 1998.

[14] I. G. Bird and H. Zelaya De La Parra, "Fuzzy logic torque ripple reduction for DTC based ac drives," IEEE Electron Lett., vol. 33, no. 17, pp. 1501-1502, 1997.

[15] A. Arias, J. L. Romeral, E. Aldabas and M. G. Jayne, "Fuzzy logic direct torque control," Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., pp. 253-258, 2000.

[16] J. S. Choi, J. S. Ko, J. H. Lee and D. H. Chung, "Development of hybrid artificial intelligent controller for high performance of induction motor," ICEE'06, pp. 101, 2006.

[17] J. S. Ko, J. S. Choi, J. H. Lee and D. H. Chung, "High Performance of Induction Motor with Adaptive Artificial Intelligent controller," Proceeding of ICMATE'06, Session B1, pp. 189-194, 2006.

◇ 저자소개 ◇



고재섭(高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (061)750-3543
 Fax : (061)752-1103
 E-mail : kokos22@sunchon.ac.kr



최정식(崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2011년 1월~현재 전자부품연구원 선임연구원.

Tel : (061)975-7038
 Fax : (061)975-7039
 E-mail : cjs1108@keti.re.kr



정동화(鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.

Tel : (061)750-3543
 Fax : (061)752-9841
 E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr