

LM-FNN 제어기에 의한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어

論 文

55B-2-5

Maximum Torque Control of IPMSM Drive with LM-FNN Controller

南 守 明* · 崔 正 植* · 鄭 東 和†

(Su-Myung Nam · Jung-Sik Choi · Dong-Hwa Chung)

Abstract - Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) has become a popular choice in electric vehicle applications, due to their excellent power to weight ratio. The paper is proposed maximum torque control of IPMSM drive using learning mechanism-fuzzy neural network(LM-FNN) controller and artificial neural network(ANN). The control method is applicable over the entire speed range and considered the limits of the inverter's current and voltage rated value. For each control mode, a condition that determines the optimal d-axis current i_d for maximum torque operation is derived. This paper considers the design and implementation of novel technique of high performance speed control for IPMSM using LM-FNN controller and ANN controller. The hybrid combination of neural network and fuzzy control will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. Also, this paper is proposed speed control of IPMSM using LM-FNN and estimation of speed using ANN controller. The back propagation neural network technique is used to provide a real time adaptive estimation of the motor speed. The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system controlled LM-FNN and ANN controller, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail. Also, this paper is proposed the analysis results to verify the effectiveness of the LM-FNN and ANN controller.

Key Words : IPMSM Drive, Maximum Torque Control, LM-FNN, FNN, ANN, BPA, Speed Estimation, Speed Control

1. 서 론

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 토크 및 전력밀도가 높고 고 효율 및 역률 때문에 서보 드라이브의 적용분야에 광범위하게 사용되고 있다. 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고성능 제어기 가능하며, 잡음이 없고 효율적인 전동기 드라이브에 매우 호응도가 높다.[1] 그리고 토크리플이 작고 광범위한 속도범위에서 자기轉流 능력을 가지고 있으며 체적이 작고 제어가 용이한 장점을 가지고 있다.[2]

IPMSM은 기계적으로 회전자 구조가 강인하지만 돌극성을 가지고 있으며 비 효율적인 공극 때문에 일정 토크영역에서 일정 출력영역까지 광범위하게 운전하기가 어렵다.[3] 특히, 종래의 고정 자속레벨을 사용할 경우, 일정 출력영역에서 속도범위가 매우 낮으며 최대토크를 얻을 수 없다. 일정 출력영역에서 속도를 높이고 최대토크를 발휘할 수 있는 약계자 제어에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다.[4]-[9] 이러한 연구들은 일정 토크영역에서 일정 출력영역까지 제어모드를

변경하기 위하여 자속 정보가 필요하였다. 특히, 전압 보상은 동작조건을 동조할 경우 양호하게 동작할 수 있으나 온도의 상승과 DC 링크전압 등이 변화하여 영구자석의 자속이 약화되는 특별한 전압오차가 발생한다면 전압보상의 부적절한 동작 때문에 드라이브 시스템의 성능이 악화될 수 있다.[10] 따라서 매우 고속인 확장된 속도영역의 운전을 효율적으로 할 수 있고 다양한 제어모드의 원활한 전이를 위한 연구가 필요하다.

IPMSM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다.[11] 이는 PI 제어가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다. 또한 PI 제어기는 다양한 최신 제어 알고리즘과 기법을 개발하는데 기초가 된다. PI 제어기의 고정된 이득은 어떤 동작조건 환경에서는 양호하게 수행된다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[12]-[13] 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

산업 프로세서의 적용에는 부하 외란, 파라미터 변화 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 필요하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 적응 퍼지제어[14], 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어[15], 새로운 퍼지제어[16] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural

† 교신저자, 正會員 : 順天大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

* 正會員 : 順天大 工大 電氣工學科 碩士課程

接受日字 : 2005年 8月 22日

最終完了 : 2005年 12月 10日

Network)[17-19] 등의 연구가 되었다. 이러한 연구들은 간 접벡터에 의한 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 양 호한 성능을 얻을 수 있었다. 그리고 이 연구들은 고속 및 저속의 속도변화, 부하 변동, 관성 변화 및 정·역회전 운전 등 다양한 동작에도 우수한 특성을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 기법들은 속도 및 부하 토크 등 파라미터의 변동에 대하여 더욱 우수한 결과를 얻을 수는 없었다.

IPMSM의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻 기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출 되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정밀도 에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감 하며 시스템의 강인성을 약화시킨다. 이러한 문제점을 해결 하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[20]-[22]

본 논문에서는 LM-FNN(Learning Mechanism-Fuzzy Neural Network) 및 ANN(Artificial Neural Network)에 의 한 IPMSM 드라이브의 전 운전 영역에서 최대토크 제어를 제시한다. 최대 토크동작을 위하여 최적 d 축 전류를 결정 하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다.

다음은 LM-FNN 제어기를 이용하여 IPMSM 드라이브의 고성능 속도를 제어한다. PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 FNN 을 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 더욱 성능을 개선하 기 위하여 학습 메카니즘을 이용하여 FNN 제어기의 파라미 터를 갱신시킨다. 그리고 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이 브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로 망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한 LM-FNN 과 ANN 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과 를 제시한다.

2. 시스템 구성 및 동작상태

2.1 시스템 구성

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 IPMSM의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시 스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같 은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

그림 1은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반 적인 IPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

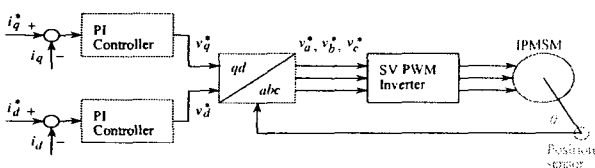


그림 1 IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 1 Vector control system of IPMSM

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실 제전류 i_q 와 i_d 와 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제 어한다. PI 제어기의 출력은 v_q^* 와 v_d^* 이며 이는 좌표변환에 의해 v_a^*, v_b^*, v_c^* 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보 θ_r 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음 과 같다.

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \tag{1}$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \tag{2}$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \tag{3}$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{4}$$

2.2 동작상태

그림 2는 전동기가 정방향으로 운전될 경우 토크-속도 곡 선을 나타낸다.

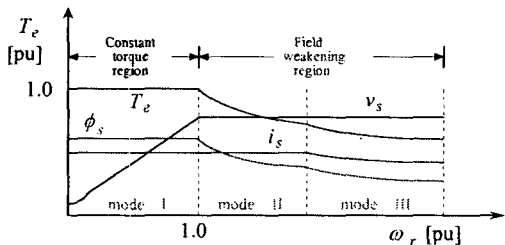


그림 2 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선
Fig. 2 Torque-speed curve in forward motoring

정방향 전동기의 운전영역을 일정 토크영역(CTR: Constant Torque Region)과 약계자 영역(FWR: Field Weakening Region)으로 분류한다. CTR는 모드 I 구간으로 PWM으로 운전하고 고정자 자속과 전류도 일정하며 전압만 변화한다. FWR는 모드 구간이 두 영역으로 구분되며 모드 II는 일정 출력영역이며 전압과 전류가 일정하고 토크와 자속 은 감소한다. 모드 III는 전압만 제한되는 영역이며 전압만 일정하고 고정자 전류, 토크와 자속은 감소한다.

그림 3은 전류와 전압 한계조건에서 전류궤적을 $i_d - i_q$ 평 면에 도시하면 성능을 파악할 수 있다.

모드 I : 일정 최대 토크에 의한 전류제한 영역($\omega_r < \omega_1$)
최대 토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는 $i_d - i_q$ 평면의 일 정 토크궤적에서는 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원 과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정

의한다. 이 영역에서는 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 제어를 수행한다.

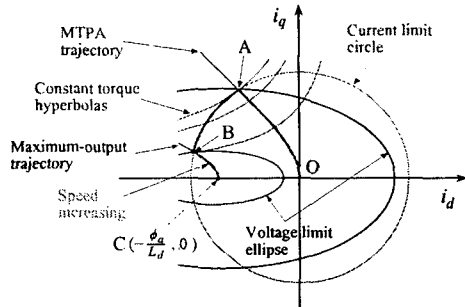


그림 3 $i_d - i_q$ 평면에서 전류궤적
Fig. 3 Current locus in $i_d - i_q$ plane

모드 II : 전류와 전압의 제한영역($\omega_1 < \omega_r < \omega_2$)

전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III : 전압제한 영역($\omega_2 < \omega_r$)

속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되고 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여 일정 전압이 불충분하다. 전동기는 일정 토크궤적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉, 토크는 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

3. 최대 토크제어

3.1 CTR에서 운전

기저속도 이하에서 전동기의 토크는 주로 최대 인버터 전류에 의해 제한된다. 주어진 전류레벨에서 출력 토크를 최대화하는 방법이 중요하다. 전압과 전류의 제한에 도달하지 않을 경우에도 인버터와 전동기의 손실이 최소가 되는 점에서 요구되는 출력토크를 얻기 위하여 d 와 q 축 전류의 조합을 적절하게 선정하여 기준전류를 발생시켜야 한다.

CTR는 그림 3에서 모드 I에 해당하며 점 O에서 A까지 동작하고 속도는 영역에서 인버터의 이용 가능한 최대 출력전압으로 정의된 기저속도까지 확장한다. IPMSM의 돌극성이 있는 전동기는 $L_d < L_q$ 의 조건이 있으므로 리터턴스 토크를 이용한다. CTR 영역에서는 MTPA를 발생하기 위하여 전류벡터를 제어한다.

고정자 전류와 전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$v_d^2 + v_q^2 = v_s^2 \quad (5)$$

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \quad (6)$$

최대토크가 되기 위한 조건은 토크 식을 d 축 전류로 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0 \quad (7)$$

식(7)의 조건에서 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{\phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (8)$$

지령속도와 실제속도를 비교하여 그 오차속도를 PI 제어기와 전류 리미터를 이용하여 i_q^* 를 구한다. 식(8)에서 i_q 는 i_q^* , i_d 는 i_d^* 로 대치하면 i_d^* 에 대한 결과 식을 계산할 수 있다. i_q^* 와 i_d^* 는 SV(Space Vector) PWM을 발생시키게 하며 이 PWM으로 인버터를 구동하여 IPMSM을 제어하게 된다.

CTR에서 운전하는 IPMSM 드라이브 시스템의 블록도는 그림 4와 같다.

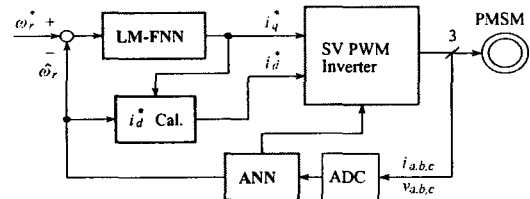


그림 4 CTR에서 드라이브 시스템의 제어 블록도
Fig. 4 Control block diagram of drive system in CTR

3.2 FWR에서 운전

최대 설정토크에서 전동기를 가속할 경우 기저속도 근방에서는 SV PWM 인버터에 의해 공급되지 않는 요구 전압에 도달한다. 이러한 상태가 나타나는 정확한 점은 충전된 배터리 상태와 전력 설정점에 의해 결정된다. 낮은 출력 또는 음 출력에서는 배터리 전압은 높고 단지 d 축 전류만 필요로 한다. 매우 큰 양 출력에서 배터리 전압은 더욱 작아져 악화되며 이와 같은 경우에는 매우 큰 d 축 전류가 필요하다. 영 또는 저 출력에서 최적화로 구한 식(8)은 기저속도의 2-3배까지 사용할 수 있다.

고속과 저 배터리 전압에서 고 전력으로 드라이브를 운전할 경우 출력전압을 제한해야 한다. 인버터에서 전동기에 공급되는 최대전압 V_{om} 는 배터리 전압과 PWM 방식에 의해 제한된다. 전압 공간벡터에 기초한 PWM 방식을 사용하며 V_{om} 는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 을 사용한다. 전압제한을 방지하기 위하여 요구전압의 크기를 제한치 내에서 동작하도록 하고 기준전류의 발생은 d 축 전류를 감소시켜야 한다.

3.2.1 전압과 전류 한계영역($\omega_1 < \omega_r < \omega_2$)

이 영역은 모드 II에 해당하며 그림 3에서 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 제어 알고리즘을 간단하게 처리하기 위하여 전류와 전압조건은 다음과 같이 나타낸다.

$$V_0 = \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \leq V_{0m} \quad (9)$$

$$I_0 = \sqrt{i_{d0}^2 + i_{q0}^2} \leq I_{0m} \quad (10)$$

식(9)의 조건을 이용하면 식(1)과 (2)에서 다음 식을 얻는다.

$$v_{d0} = -\omega_r L_q i_q \quad (11)$$

$$v_{q0} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (12)$$

$$V_{0m} = V_{am} - RI_{am} \quad (13)$$

전류의 d 와 q 축 성분은 FWR 영역에서 V_0 가 V_{0m} 과 같은 값으로 유지하기 위하여 제어한다. FWR 영역에서 i_d 와 i_q 의 관계는 식(11)-(13)을 식(9)에 대입하여 유도할 수 있다.

$$i_d = -\frac{\phi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{0m}^2}{\omega_r^2} - (L_q i_q)^2} \quad (14)$$

여기서 $|i_q| \leq V_{0m} / (\omega_r L_q)$, i.e., $|v_{d0}| \leq V_{0m}$ 이다.

전류벡터가 식(14)에 의해 제어되면 실제 단자전압 V_a 는 정상상태에서 V_{0m} 내에서 항상 유지되어야 한다.

기저속도를 초과하여 FWR 영역으로 진입하면 그림 4의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식(14)을 사용하여 제어한다.

3.2.2 전압제한 영역 ($\omega_2 < \omega_r$)

이 영역은 그림 3의 모드 III에 해당하며 두 조건을 고려해야 한다. 그림 5는 전동기의 동작모드를 나타내며 그림 5(a)는 $\phi_a < L_d I_{0m}$ 의 조건이 만족될 경우, 속도가 증가하여 ω_2 이상이 되면 점 B에서 점 C로 동작을 한다. 점 B에서 속도 ω_2 는 모드 III의 최소 속도가 되며 이 점에서 모드 III의 영역으로 진입하여 동작을 하게 된다. 그림 5(b)는 $\phi_a > L_d I_{0m}$ 의 조건에 해당하는 경우를 나타내며 전압제한 궤적이 일정 전류원의 외부에 존재한다. 이 영역의 동작은 수행할 수 없으며 모드 III의 영역은 존재하지 않는다.

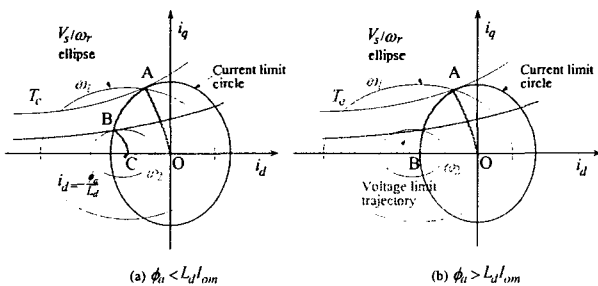


그림 5 전동기의 동작 모드
Fig. 5 Operating mode of motor

그림 5(a)의 조건이 만족할 경우, 정격전압은 일정 정격전류를 충분히 발생시킬 수 없으며 속도가 더욱 증가하면 전기자전류를 감소시킨다. 각 동작점에서 일정 최대토크는 V_{0m} / ω_r 타원에 접선방향으로 궤적이 나타나며 다음 조건을 만족한다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0, \quad \frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_d} = 0 \quad (15)$$

식(15)의 조건을 이용하여 i_d^* 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d^* = \frac{-(2L_d - L_q)\phi_a + L_q \sqrt{\phi_a^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (16)$$

FWR 영역에서 모드 III는 그림 5의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식(16)을 사용하여 제어한다.

모드 I은 식(8), 모드 II는 식(14) 및 모드 III는 식(16)을 사용하여 식(8)의 i_d 를 i_{d1} 이라고 하고 식(14)은 i_{d2} 및 식(16)은 i_{d3} 라고 가정한다. 동작모드의 전이는 전동기로부터 전압과 전류의 피드백이 필요하지 않고 자동적으로 결정된다. 제어 알고리즘은 다음과 같다.

- (1) 지령 q 축 전류 i_q^* 와 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 입력받아 i_{d1} , i_{d2} 및 i_{d3} 는 각각 식(8), 식(14) 및 식(16)에 의하여 계산한다.
- (2) 기저속도 이하에서는 요구되는 출력전압이 정격전압보다 작다. i_{d2} 가 정격전압과 일치하기 때문에 i_{d1} 은 i_{d2} 보다 작게 된다. 따라서 조건 $i_{d1} \leq i_{d2}$ 에서는 모드 I에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d1} 이 된다.
- (3) 기저속도 이상으로 속도가 증가할 경우에는 전동기를 동작시키기 위하여 가능한 모드가 모드 II와 모드 III이다. i_{d2} 와 i_{d3} 가 조건 $i_{d3} \leq i_{d2}$ 을 만족한다면 전동기는 모드 II에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d2} 가 된다. 그러나 이와는 반대로 조건 $i_{d3} \leq i_{d2}$ 을 만족하지 않을 경우에는 전동기는 모드 III에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d3} 가 된다.

4. LM-FNN 제어기

IPMSM 드라이브 시스템을 위한 LM-FNN 제어기 및 ANN은 그림 6과 같다. FNN 제어기는 드라이브 시스템의 동작을 관측하고 요구되는 지령치로 실제 성능을 비교한다. 학습 메카니즘은 요구되는 시스템 동작으로 거의 일치시키기 위하여 FNN 제어기를 수정한다. FNN의 입력은 속도오차 e 및 속도오차의 변화분 ce 이다. FNN의 출력 Δi_q^* 는 중심 비퍼지화 방법에 의해 계산한다. 이전 출력 $i_q^*(k-1)$ 에 출력 $\Delta i_q^*(k)$ 를 합하여 최종 $i_q^*(k)$ 를 얻고 이를 전동기의 입력으로 한다.

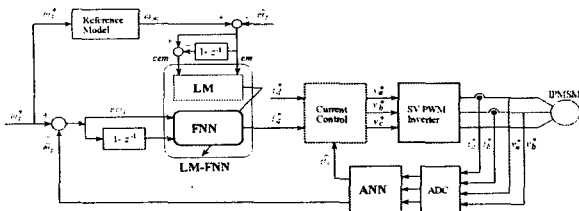


그림 6 LM-FNN 및 ANN 제어기
Fig. 6 LM-FNN and ANN controller

그림 7은 학습 메카니즘을 이용한 FNN 제어기의 구조를 나타낸다.

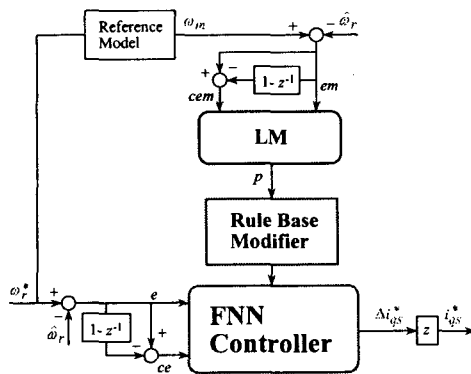


그림 7 학습 메카니즘에 의한 FNN 제어기
Fig. 7 FNN controller with learning algorithm

학습 메카니즘의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 룰에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FNN 제어기에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (17)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (18)$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순서에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인 $em(kT) = 0$ 에서 학습 메카니즘은 FNN 제어기에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FNN 제어기의 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(17)과 식(18)와 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FNN 제어기에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입

력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FNN 제어기의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FNN 제어기에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (19)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버십 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FNN 제어기는 요구되는 $i_{qs}^*(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화 시킨다. 이는 기준모델과 같이 동작시키기 위하여 전동기를 강제화 시킨다.

5. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 이루어진 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용한다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX (Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (20)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 8은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(20)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식(20)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

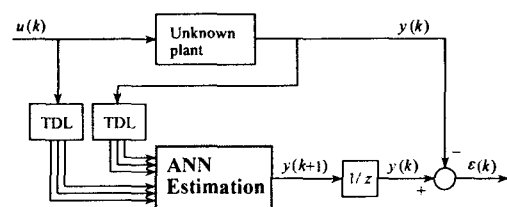


그림 8 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 8 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\
 &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\
 &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\theta}_q(k) - \hat{\theta}_q(k-1)] [\hat{\theta}_q(k-1)] - [\hat{\theta}_d(k) - \hat{\theta}_d(k-1)] [\hat{\theta}_d(k-1)] \} \\
 &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1)
 \end{aligned} \tag{21}$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 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.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \tag{22}$$

그림 9는 본 논문에서 최종적으로 제시한 LM-FNN과 ANN에 의한 최대토크 제어의 전체 블록도를 나타낸다. 최대토크 제어를 위하여 운전 모드 구간을 세 구간으로 나누고 모드 I은 CTR 동작, 모드 II와 III는 CPR 동작으로 운전한다.

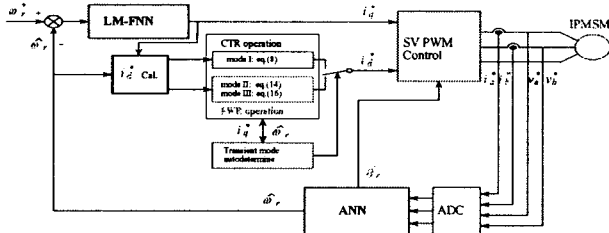


그림 9 LM-FNN과 ANN에 의한 최대토크 제어기의 블록도
 Fig. 9 The block diagram of maximum torque controller with LM-FNN and ANN

6. 시스템의 성능결과

LM-FNN과 ANN를 적용하여 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어기의 결과를 제시한다.

그림 10은 0.2[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]으로 인가 후, 0.6[sec]에서 4000[rpm]으로 운전 중 1.0[sec]에서 부하토크를 5[N·m]로 스텝 인가하고 1.2[sec]에서 지령속도를 3000[rpm]으로 인가시킨 경우의 응답특성을 나타낸다. FNN과 LM-FNN 제어기의 응답특성을 비교한 결과이다. 그림 10(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 q 축 전류, 그림 (c) d 축 전류 및 그림 (d)는 발생 토크를 나타낸다. LM-FNN 제어기가 FNN 제어기 보다 응답특성이 양호하게 나타나고 있다.

그림 11은 응답특성을 더욱 명확하게 비교하기 위하여 그림 10에서 부하가 인가된 상태에 대한 부분을 확대한 응답특성이다. LM-FNN 제어기의 속도가 FNN 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승시간 및 안정화 시간이 빠르게 나타나고 있다.

그림 12는 그림 10에서 부하가 인가된 상태에서 지령속도를 1.2[sec]에서 3000[rpm]으로 변화를 시켰을 경우 부분용

확대한 응답특성이다. 이 경우에도 LM-FNN 제어기가 FNN 제어기 보다 양호한 응답특성이 나타나고 있다.

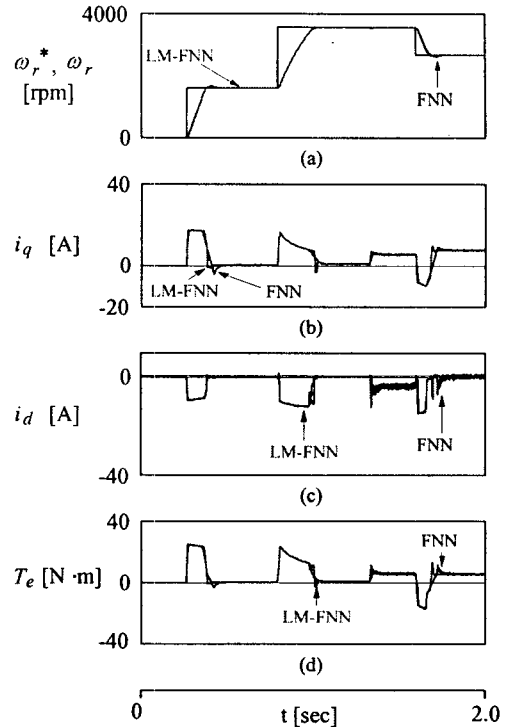


그림 10 속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
 Fig. 10 Response characteristics with speed and load torque

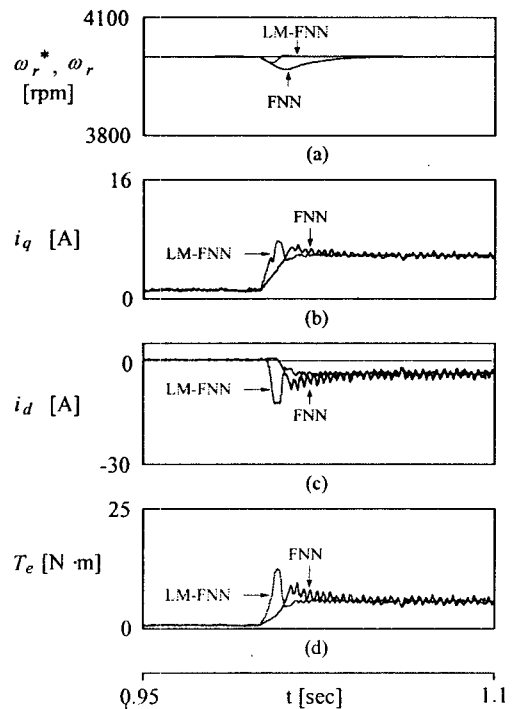


그림 11 부하토크에 대한 응답특성
 Fig. 11 Response characteristics with load torque

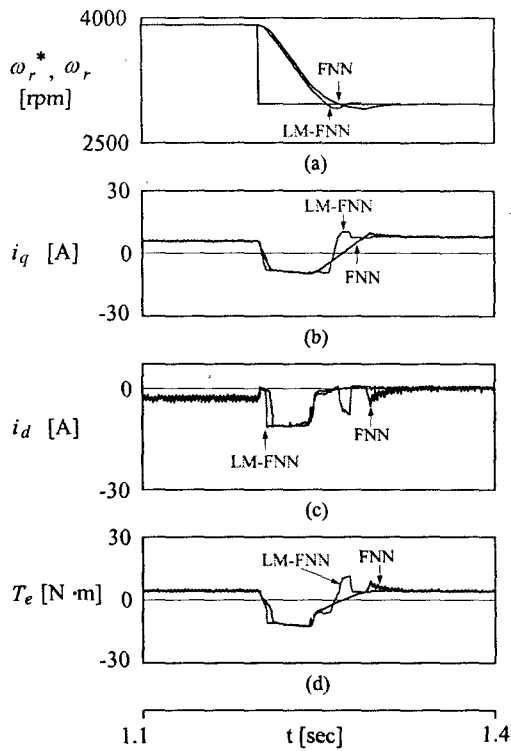


그림 12 속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
 Fig. 12 Response characteristics with speed and load torque

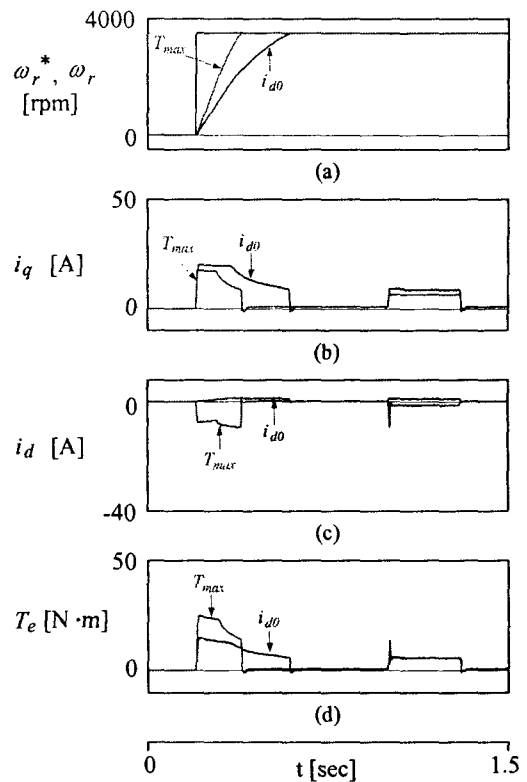


그림 13 속도와 부하 변화에 대한 응답 비교
 Fig. 13 Comparison of response with speed change and load torque

그림 13은 무부하 상태에서 3500[rpm]으로 운전 중, 1.0-1.3[sec]에서 부하토크를 5[N·m]로 스텝으로 인가할 경우에 나타나는 응답특성이다. 이는 최대토크 제어인 MTPA제어와 $i_d=0$ 제어의 응답특성을 비교한 결과이다. 그림 13(a)에서 최대속도 $i_d=0$ 제어 보다 안정화 시간이 매우 빠르게 나타나고 있다. 그림 (c)에서 $i_d=0$ 제어는 i_d 가 연속하여 영으로 유지되고 있으나 최대토크 제어에서는 음의 값이 나타나고 있다. 그림 (d)에서 최대토크 제어가 $i_d=0$ 제어 보다 토크가 매우 크게 나타나고 있다.

그림 14은 그림 13에서 부하가 인가된 부분을 확대하여 비교한 응답특성이다. 최대토크 제어가 오버슈트도 작고 안정화 시간도 빠르게 나타나며 i_d 는 제어가 되고 있다.

그림 15는 관성을 정격의 3배로 증가시킨 상태에서 4상한 운전 중, 0.7[sec]에서 부하토크를 3[N·m] 인가한 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 15(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 추종속도를 나타내며 그림(c)는 d축 전류 및 그림 (d)는 속도오차를 나타낸다. 최대토크 제어는 속도 추정이 양호하게 나타나고 있으나 $i_d=0$ 제어에서는 속도오차가 크게 나타나고 있다. 추종속도는 실제속도에 양호하게 추정을 하고 있다.

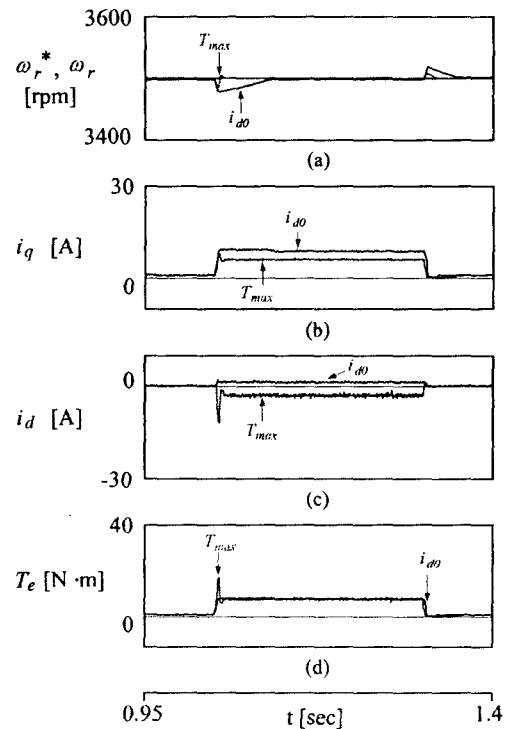


그림 14 부하변화에 대한 응답특성
 Fig. 14 Response characteristics with load torque change

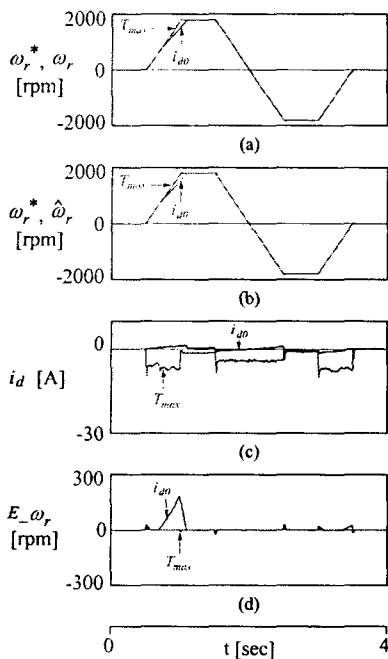


그림 15 4상한 운전에 대한 응답특성
 Fig. 15 Response characteristics with quadrant operation

7. 결 론

본 논문에서는 LM-FNN 제어기 및 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 최대토크를 제어하기 위하여 d 와 q 축 전류의 최적 구성을 선정하는 방법을 제시하였다. 저속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약 제자제어 및 MTPA 제어가 가능하였다. 속도 및 부하토크가 변동할 경우에도 본 논문에서 제시한 기법이 종래의 i_{d0} 방법보다 매우 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 저속과 고속의 전 속도영역에서 본 논문에서 제시한 방법이 우수한 응답특성의 결과를 얻을 수 있었다. 본 논문에서 제시한 제어기법이 종래의 i_{d0} 제어 보다 토크를 상승시킬 수 있었으며 CTR에서 MTPA 제어와 FWR에서 약제자 제어 및 MTPA가 양호하게 수행하여 최대토크를 얻을 수 있었다.

또한, LM-FNN과 ANN을 이용하여 IPMSM의 고성능 속도 제어 및 추정을 제시하였다. LM-FNN 제어기를 이용하여 속도를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 LM-FNN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 지령속도를 정·역회전 운전 및 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 그리고 부하토크를 인가할 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호한 추정성능을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 제시한 LM-FNN과 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어를 이룩할 수 있었으며 속도의 제어 및 추정에도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수

있었다.

감사의 글

본 과제는 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] G. R. Slemon, "Electric machines and drives," Reading, MA: Addison-Wesley, 1992.
- [2] T. J. E. Miller, "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives," Oxford, U. K.: Clarendon, 1989.
- [3] Mona N. Eskander, "Minimization of Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors Using Neural Network", Journal of Power Electronics. vol. 2, no. 3, pp 220-229, 2002.
- [4] B. K. Bose and P. M. Szczesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machines drive system for electric vehicle propulsion," IEEE Trans. IE, vol. 35, no. 4, pp. 547-559, 1988.
- [5] T. M. Jahns, "Flux weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. IA, vol. 23, no. 4, pp. 681-689, 1987.
- [6] S. R. Macmin and T. M. Jahns, "Control technique for interior high speed performance of interior PM synchronous motor drives," IEEE Trans. IA, vol. 27, no. 5, pp. 997-1004, 1991.
- [7] B. K. Bose, "A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machines," IEEE Trans. IA., vol. 24, pp. 142-150, 1988.
- [8] S. R. MacMinn and T. M. Jahns, "Control techniques for improved high performance of interior PM synchronous motor drives," IEEE Trans. IA., vol. 27, pp. 997-1004, 1991.
- [9] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Taketa, "Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator," IEEE Trans. IA., vol. 30, pp. 920-926, 1994.
- [10] J. M. Kim, S. K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," IEEE Trans. IA., vol. 33, pp. 43-48, 1997.
- [11] M. Santos and J. M. de la Cruz, "Between fuzzy PID and PID conventional controllers," NAFIPS'96, Berkley, USA, June 1996.
- [12] M. Ali Unar, D. J. Murray-Smith and S. F. Ali Shah, "Design and tuning of fixed structure PID controller - A survey," Technical Report CSC-96016,

Faculty of Engineering, Glasgow University, Scotland, 1996.

- [13] Z. Ibrahim and E. Levi, "Comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach," Proc. of IEEE IAS'2000, Rome, Italy, CD-ROM paper 46-3, 2000.
- [14] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," The Trans. of KIEE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.
- [15] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter change," The Trans. of KIEE, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.
- [16] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "New fuzzy controller for high performance of induction motor drive," The journal of KIIS, vol. 17, no. 4, pp. 87-93, 2002.
- [17] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Adaptive FNN controller for speed control of IPMSM drive," The Trans. of KIEE, vol. 41-SC, no. 3, pp. 39-46, 2004.
- [18] J. C. Lee, H. G. Lee, Y. S. Lee and S. M. Nam, D. H. Chung, "Speed estimation and control of induction motor drive using hybrid intelligent control," International Conference ICPE'04, no. 3, pp. 181-185, 2004.
- [19] J. C. Lee, H. G. Lee and S. M. Nam, D. H. Chung, "Speed control of induction motor drive using adaptive FNN controller," International Conference ICEMS'04, Conference no. PI-5(430-M09-052), 2004. [CD no. 2]
- [20] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, pp. 1054-1061, 1992.
- [21] F. Z. Feng, T. Fukao, "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, 1994.
- [22] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, 1994.

저 자 소 개



남수명 (南守明)

2004년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업
 2004년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 입학. 2005년 현재 석사과정
 Tel : 061-750-3543,
 Fax : 061-752-9841
 E-mail : 1108cjs@daum.net



최정식 (崔正植)

2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업
 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정
 Tel : 061-750-3543,
 Fax : 061-752-9841
 E-mail : 1108cjs@daum.net



정동화 (鄭東和)

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년 현재 순천대학교 정보통신공학부 교수
 Tel : 061-750-3543,
 Fax : 061-752-9841
 E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr