

적응학습 퍼지-신경회로망에 의한 IPMSM의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of IPMSM with Adaptive Learning Fuzzy-Neural Network)

고재섭 · 최정식 · 정동화*

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

요 약

IPMSM은 하중에 비하여 고효율로 인하여 전기자동차에 널리 보급되고 있다. 본 논문은 적응 학습 퍼지-신경회로망과 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어를 제시한다. 이러한 제어 방법은 인버터의 정격전류 및 전압값의 범위를 고려한 전속도 영역에 적용 된다. 본 논문은 적응학습 퍼지-신경회로망을 이용하여 IPMSM의 속도제어와 ANN을 이용하여 속도를 추정을 제시한다. 신경회로망의 역전파 알고리즘은 전동기 속도의 실시간 추정을 제시하는데 사용된다.

제시된 제어 알고리즘은 적응학습 퍼지-신경회로망과 ANN 제어기를 IPMSM 드라이브에 적용된다. 최대토크에 의해 제어된 동작 특성은 세부적으로 실험한다. 또한 본 논문은 적응 학습 퍼지 신경회로망과 ANN의 효과를 결과 분석을 통해 제시한다.

Abstract

Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) has become a popular choice in electric vehicle applications, due to their excellent power to weight ratio. This paper proposes maximum torque control of IPMSM drive using adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network. This control method is applicable over the entire speed range which considered the limits of the inverter's current and voltage rated value. This paper proposes speed control of IPMSM using adaptive learning fuzzy neural network and estimation of speed using artificial neural network. 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 adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail. Also, this paper proposes the analysis results to verify the effectiveness of the adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network.

Key Words : IPMSM Drive, Maximum torque control, Fuzzy neural network, Artificial neural network,
Speed estimation, Speed control

* 주저자 : 순천대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508, E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2006년 8월 21일, 1차심사 : 2006년 8월 29일, 심사완료 : 2006년 9월 26일

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 제어가 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 들극성을 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 약제자 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-link 전압 등이 변화하여 영구자석의 자속이 약화되는 특별한 전압오차가 발생한다면 전압보상의 부적절한 동작 때문에 드라이브 시스템의 성능이 악화될 수 있다[10]. 따라서 매우 고속인 확장된 속도영역에서 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 구현될 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 파라미터

가 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 Network)[17-19] 등의 많은 연구가 수행되었다. 이러한 연구들은 간접벡터에 의한 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 양호한 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 있었지만 더욱 우수한 결과를 얻기 위한 연구가 필요하다.

IPMSM의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더, 리졸버 등의 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정밀도에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 시스템의 강인성을 약화시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[20-22].

본 논문에서는 적응학습 퍼지-신경회로망 및 인공 신경회로망에 의한 IPMSM 드라이브의 전 운전 영역에서 최대토크 제어기법을 제시한다. 최대 토크 동작을 위하여 최적 d 축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 또한 IPMSM 드라이브의 고성능 속도제어를 위하여 적응학습 퍼지-신경회로망을 설계한다. PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 FNN을 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응 제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 더욱 성능을 개선하기 위하여 학습 메카니즘을 이용하여 FNN 제어기의 파라미터를 갱신시킨다. 그리고 인공 신경회로망을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)

적응학습 퍼지-신경회로망에 의한 IPMSM의 최대토크 제어

를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. 시스템 구성 및 동작상태

2.1 시스템 구성

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 IPMSM의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전차 등 자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

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

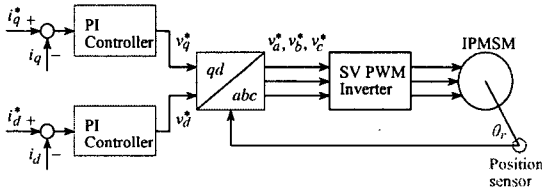


그림 1. IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 1. Vector control system of IPMSM

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류 i_q 와 i_d 와 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제어한다. 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 다음과 같다[23].

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_d i_q) / L_d \quad (1)$$

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

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \quad (3)$$

여기서 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

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

2.2 동작상태

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

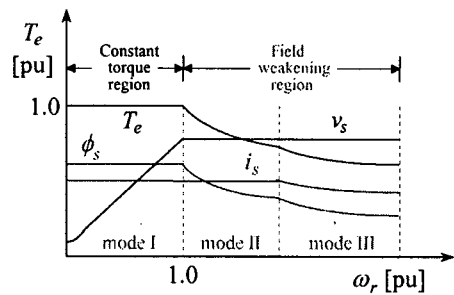


그림 2. 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선
Fig. 2. Torque-speed curve in forward motoring

정방향 전동기의 운전영역을 일정 토크영역(CTR: Constant Torque Region)과 약제자 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 자속은 감소한다. 모드 III는 전압만 제한되는 영역이며 전압만 일정하고 고정자 전류, 토크와 자속은 감소한다.

그림 3은 전류와 전압 한계조건에서 전류궤적을 $i_d - i_q$ 평면에 나타내고 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 일정 토크궤적에서는 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정의한다. 이 영역에서는 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 제어를 수행한다.

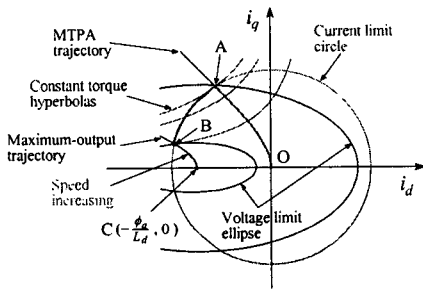


그림 3. $i_d - i_q$ 평면에서 전류궤적
Fig. 3. Current locus in $i_d - i_q$ plane

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. 적응학습 퍼지-신경회로망 제어기

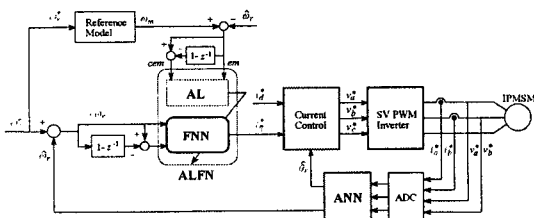


그림 4. 적응학습 퍼지-신경회로망 및 ANN 제어기
Fig. 4. Adaptive learning fuzzy-neural network and ANN controller

IPMSM 드라이브 시스템을 위한 적응학습 퍼지-신경회로망 제어기 및 ANN은 그림 4과 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 속도

오차 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 5는 적응학습 메카니즘을 이용한 FNN 제어기의 구조를 나타낸다.

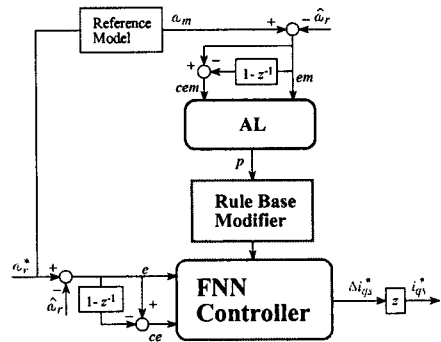


그림 5. 적응학습 메카니즘에 의한 FNN 제어기
Fig. 5. FNN controller with adaptive learning algorithm

적응학습 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 적응학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 적응학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \tag{5}$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \tag{6}$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순시에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인 $em(kT) = 0$ 에서 적응학습 메카니즘은 FNN 제어기에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 적응학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FNN 제어기의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해

야 한다.

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식 (5) 및 식 (6)과 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FNN 제어기에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FNN 제어기의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FNN 제어기에서 출력의 멤버쉽 함수의 중앙을 수정하여 구현하며 수정하는 식은 다음과 같다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (7)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버쉽 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FNN 제어기는 요구되는 $i_q^*(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화 시킨다. 이는 기준모델을 추종하도록 전동기를 제어한다.

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다[24].

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ \hat{\phi}_s(k) - \hat{\phi}_s(k) \} [\hat{\phi}_s(k-1)] \\ &\quad - [\hat{\phi}_s(k) - \hat{\phi}_s(k)] [\hat{\phi}_s(k-1)] - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

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.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (9)$$

그림 6은 본 논문에서 최종적으로 제시한 적응학습 퍼지-신경회로망과 ANN에 의한 최대토크 제어의 전체 블록도를 나타낸다. 최대토크 제어를 위하여 운전 모드 구간을 세 구간으로 나누고 모드 I은 CTR 동작, 모드 II와 III는 FWR 동작으로 운전한다.

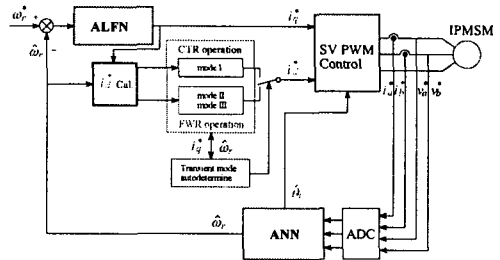


그림 6. 적응학습 퍼지-신경회로망과 ANN에 의한 최대토크 제어기의 블록도
Fig. 6. The block diagram of maximum torque controller with adaptive learning fuzzy-neural network and ANN

4. 시스템의 성능결과

4.1 시뮬레이션 결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. IPMSM의 파라미터
Table 1. Parameters of IPMSM

극 수	4
전기자 저항 R_s	0.57 [Ω]
영구자석 쇠교자속 ϕ_a	0.108 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
전기자 최대전류 I_{am}	15 [A]
전기자 최대전압 V_{am}	120 [V]
d축 인덕턴스 L_d	8.72 [mH]
q축 인덕턴스 L_q	22.8 [mH]
정격 속도	1800 [rpm]

ALFN(Adaptive Learning Fuzzy-Neural Network)과 ANN를 적용하여 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어기의 결과를 제시한다.

그림 7은 0.2[sec]에서 지령속도를 1,800[rpm]으로 인가 후, 0.6[sec]에서 4,000[rpm]으로 운전 중 1.0[sec]에서 부하토크를 5[N·m]로 스텝 인가하고 1.2[sec]에서 지령속도를 3,000[rpm]으로 인가시킨 경우의 응답특성을 나타낸다. FNN과 ALFN 제어기의 응답특성을 비교한 결과이다. 그림 7 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 i_q 축 전류, 그림 (c) i_d 축 전류 및 그림 (d)는 발생 토크를 나타낸다. ALFN 제어기가 FNN 제어기 보다 응답특성이 양호하게 나타나고 있다.

그림 8은 응답특성을 더욱 명확하게 비교하기 위하여 그림 7에서 부하가 인가된 상태에 대한 부분을 확대한 응답특성이다. ALFN 제어기의 속도가 FNN 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승시간 및 안정화 시간이 빠르게 나타나고 있다. 그림 9는 그림 7에서 부하가 인가된 상태에서 지령속도를 1.2[sec]에서 3,000[rpm]으로 변화를 시켰을 경우 부분을 확대한 응답특성이다. 이 경우에도 ALFN 제어기가 FNN 제어기 보다 양호한 응답특성이 나타나고 있다.

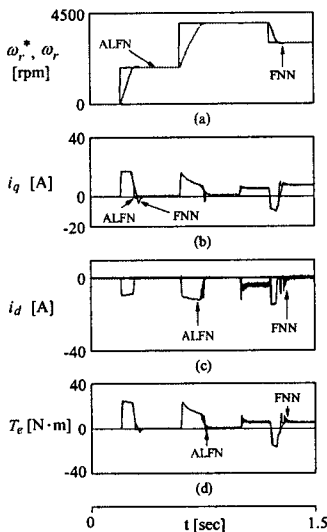


그림 7. 속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
Fig. 7. Response characteristics with speed and load torque

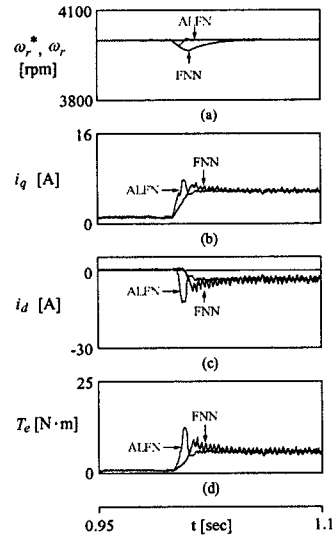


그림 8. 부하토크 대한 응답특성
Fig. 8. Response characteristics with load torque

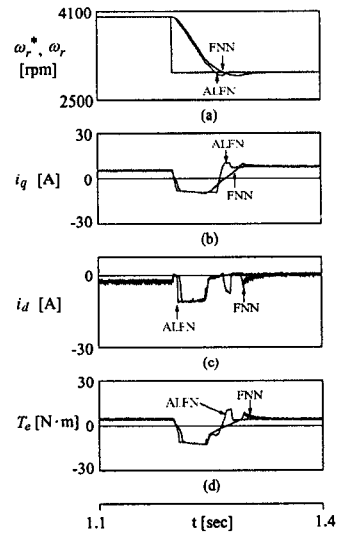


그림 9. 지령속도의 변화에 대한 응답특성
Fig. 9. Response characteristics with change of command speed

그림 10은 무부하 상태에서 3,500[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 10 (a)에서 최대속도 $i_d=0$

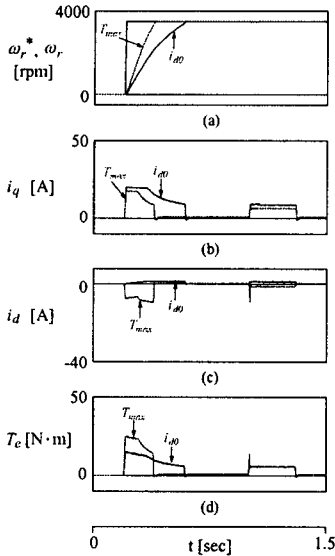


그림 10. 속도와 부하 변화에 대한 응답 비교
Fig. 10. Comparison of response with speed change and load torque

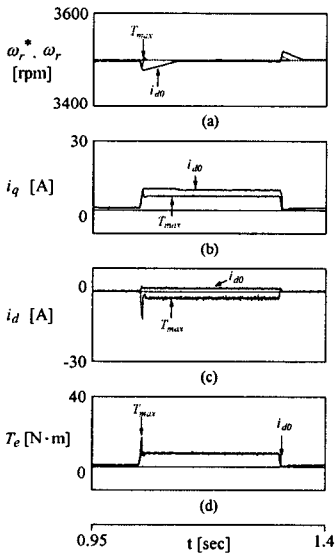


그림 11. 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 11. Response characteristics with load torque change

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 $i_d = 0$ 제

어 보다 토크가 매우 크게 나타나고 있다.

그림 11은 그림 10에서 부하가 인가된 부분을 확대하여 비교한 응답특성이다. 최대토크 제어가 오버슈트도 작고 안정화 시간도 빠르게 나타나며 i_d 는 제어가 되고 있다.

그림 12는 관성을 정격의 3배로 증가시킨 상태에서 4상한 운전 중, 0.7[sec]에서 부하토크를 3[N·m] 인가한 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 12 (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. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정을 하고 있다.

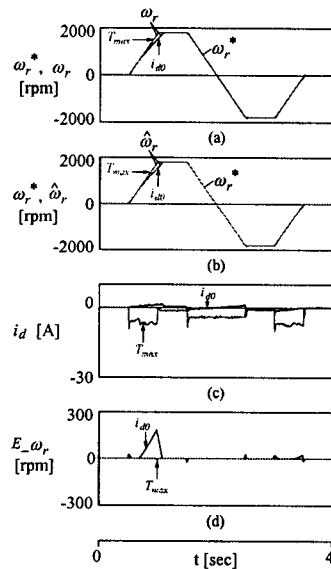


그림 12. 4상한 운전에 대한 응답특성
Fig. 12. Response characteristics with quadrant operation

4.2 실험 결과

그림 13은 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 타당성을 입증하기 위하여 설계 제작한 IPMSM 드라이브 시스템의 전체 구성도를 나타낸다.

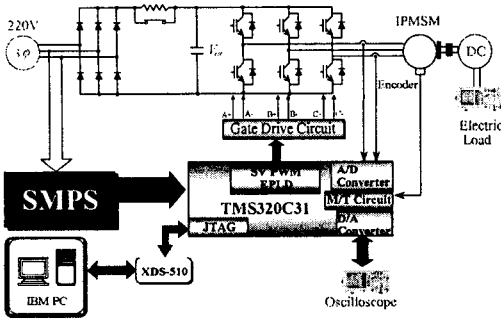


그림 13. IPMSM 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 13. The configuration of IPMSM drive system

IPMSM 드라이브 시스템의 하드웨어 구성은 크게 디지털 제어부, 전력변환부로 구성한다. 디지털 제어부는 DSP를 이용한 고속의 연산처리부, 운전지령 및 전압·전류의 아날로그 값을 디지털로 변환하는 A/D 변환부, DSP에서 연산한 인버터 출력전압을 공간벡터 PWM 파형으로 변환하는 파형 발생부 등으로 구성한다. 그리고 공간벡터 PWM 파형으로 전력용 반도체인 IGBT를 온·오프하여 IPMSM을 구동하는 전력변환부로 구성하며 IPMSM과 직류전동기를 커플링하고 직류전동기에 전자부하를 연결한 부하시스템으로 구성한다.

그림 14와 그림 15는 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4,000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m] 인가 시켰을 경우의 $I_d=0$ 와 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 14 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 d 축 전류를 나타내고 그림 (c)는 발생토크를 나타낸다. 무부하 상태에서 스텝 지령속도에 대한 응답특성을 비교하면 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 오버슈트가 적고 상승 시간이 짧으며 정상상태에 빠르게 도달한다. 그리고 최대토크 제어는 토크도 $I_d=0$ 제어에 비해 크게 나타난다.

그림 16과 그림 17은 무부하 상태에서 4,000[rpm]으로 운전 중, 3,000[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우 $I_d=0$ 와 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 속도를 변화시켰을 경우에도 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 속도 변화의 폭이 감소하고 지령속도에 빠르게 도달하는 것을 알 수 있다.

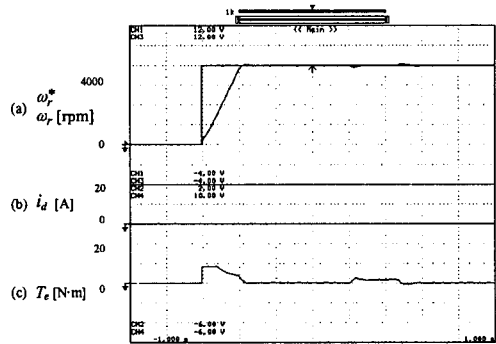


그림 14. 스텝 지령속도에 대한 $I_d=0$ 제어의 응답특성
Fig. 14. Response characteristics of $I_d=0$ with step command speed

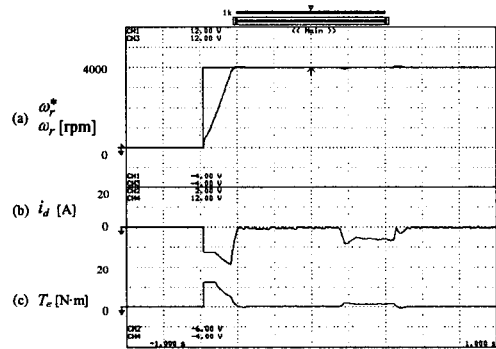


그림 15. 스텝 지령속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 15. Response characteristics of maximum torque control with step command speed

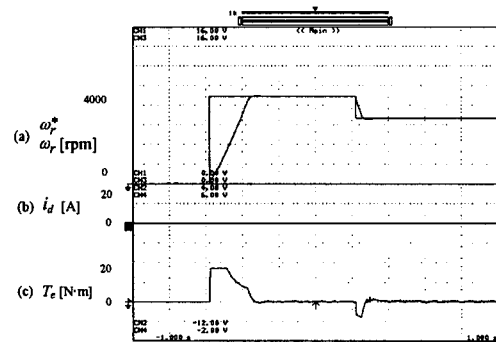


그림 16. 지령속도 변화에 대한 $I_d=0$ 제어의 응답특성
Fig. 16. Response characteristics of $I_d=0$ control in command speed change

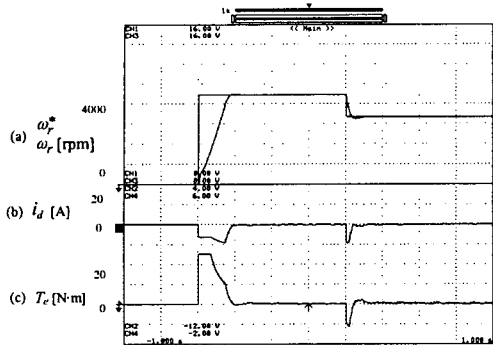


그림 17. 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 17. Response characteristics of maximum torque control in command speed change

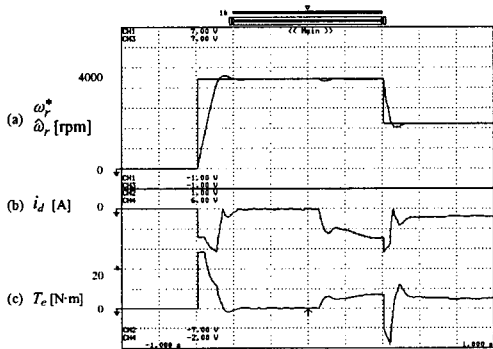


그림 18. 지령속도 변화와 부하인가에 대한 FNN의 응답특성
Fig. 18. Response characteristics of FNN with command speed change and load torque

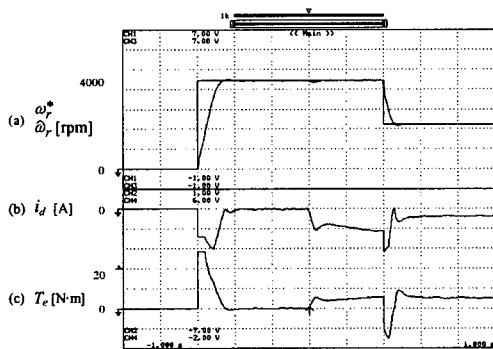


그림 19. 지령속도 변화와 부하인가에 대한 ALFN의 응답특성
Fig. 19. Response characteristics of ALFN with command speed change and load torque

그림 18과 그림 19는 무부하 상태에서 4000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인가하여 3,000[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우 FNN 과 ALFN의 응답특성을 나타낸다. 부하를 인가한 경우에도 ALFN제어기의 응답성능은 FNN 제어기 보다 상승 시간이 빠르며 속도 추종이 양호하게 나타난다.

그림 20과 그림 21은 다양한 속도변화에 대한 응답변화로 무부하 상태에서 운전속도를 0[rpm]→2,000[rpm]→4,000[rpm]→4,000[rpm]→0[rpm]로 운전속도를 변화하였을 때 FNN과 ALFN의 응답특성을 나타낸다. 다양한 속도변화에서도 ALFN 제어기는 FNN 제어기에 비해 오버슈트가 적고 상승 시간이 빠르며 정상상태에 빠르게 도달한다.

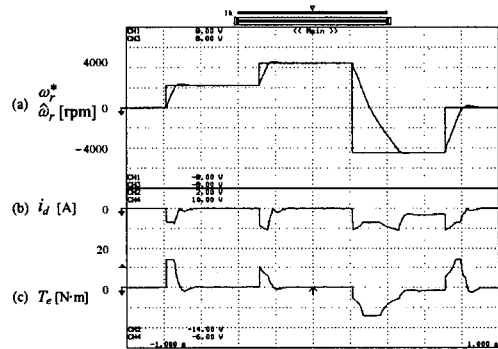


그림 20. 스텝 지령속도에 변화에 대한 FNN의 응답특성
Fig. 20. Response characteristics of FNN in command speed change

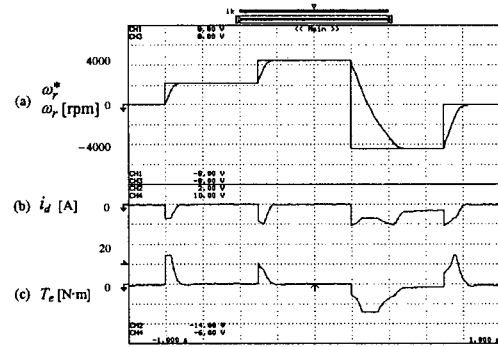


그림 21. 스텝 지령속도에 변화에 대한 ALFN의 응답특성
Fig. 21. Response characteristics of ALFN in command speed change

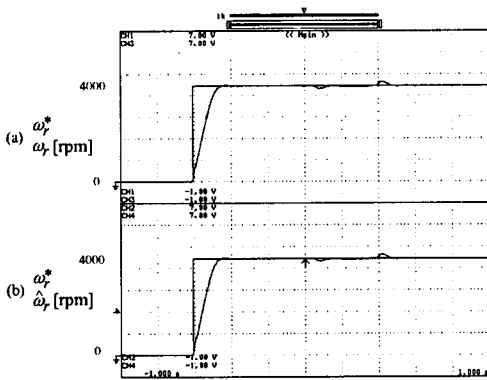


그림 22. 스텝 지령속도에 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
 Fig. 22. Response characteristics of maximum torque control with step command speed and load torque change

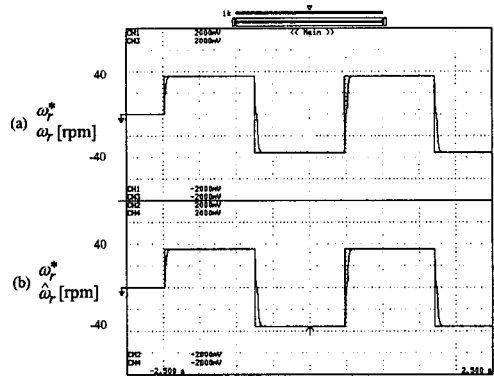


그림 24. 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답특성
 Fig. 24. Response characteristics of maximum torque control with low speed command change

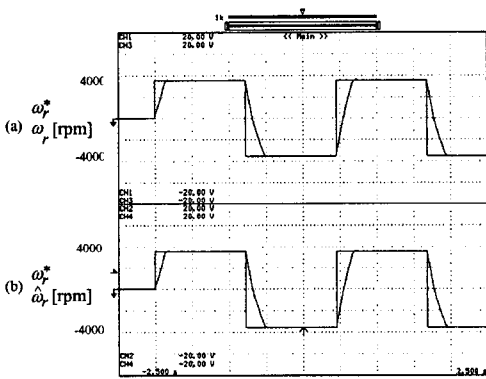


그림 23. 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어의 응답특성
 Fig. 23. Response characteristics of maximum torque control with speed command change

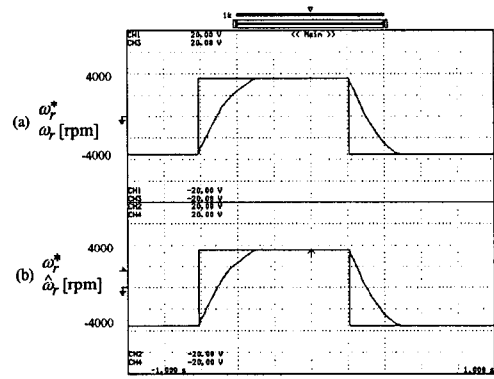


그림 25. 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답특성
 Fig. 25. Response characteristics of maximum torque control with speed command change and load torque

다음은 ANN에 의한 IPMSM의 속도를 추정하고 수행 결과를 제시한다. 그림 22는 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4,000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인가 시켰을 경우 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종하고 있다.

그림 23은 무부하 상태에서 4,000[rpm]과 -4,000[rpm]을 교대로 운전시켰을 경우 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 정·역회전 운전에서도 속도 추종이 양호하게 나타난다.

그림 24는 저속인 40[rpm]으로 운전하였을 때 응답특성이다. 저속 운전에서도 속도 추종은 양호하게 이루어지고 있다.

그림 25는 부하토크가 4[N·m]인가된 상태에서 4,000[rpm]과 -4,000[rpm]을 교대로 운전시켰을 경우 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 정·역회전 운전에서도 속도 추종이 양호하게 나타난다. 따라서 ANN에 의한 속도추종은 양호하게 나타나는 결과를 얻을 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 ALFN 제어기 및 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 최대토크를 제어하기 위하여 d 와 q 축 전류의 최적 구성을 선정하는 방법을 제시하였다. 기저속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약계자제어 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} 제어보다 토크를 상승시킬 수 있었으며 CTR에서 MTPA 제어와 FWR에서 약계자 제어 및 MTPA가 양호하게 수행하여 최대토크를 얻을 수 있었다.

또한, ALFN과 ANN을 이용하여 IPMSM의 고성능 속도 제어 및 추정을 제시하였다. ALFN 제어기를 이용하여 속도를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 ALFN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기보다 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 추정 성능을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 제시한 ALFN과 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.

본 과제(결과물)는 교육인적자원부·산업자원부 출연금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과물입니다.

References

- [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 KJPE, 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 KJEE, 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 KJIS, 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 KJEE, 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. P1-5(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 adaption," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, 1994.
- [23] D. H. Chung, "Power electronics and motor control," Interscience Press, 2005.
- [24] D. H. Chung, et al., "Speed sensorless control of IPMSM drive with ANN," KIEE Trans., vol. 52P, no. 4, pp. 154-160, 2003.

◇ 저자소개 ◇

고재섭 (高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)750-3508

E-mail : kokos22@naver.com

최정식 (崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)750-3508

E-mail : 1108cjs@daum.net

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)750-3508

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>