

# SPI 제어를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어

(Efficiency Optimization Control of IPMSM Drive using SPI Controller)

고재섭\* · 정동화\*\*

(Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

## Abstract

This proposes an online loss minimization algorithm for series PI(SPI) based interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive to yield high efficiency and high dynamic performance over wide speed range. The loss minimization algorithm is developed based on the motor model. In order to minimize the controllable electrical losses of the motor and thereby maximize the operating efficiency, the  $d$ -axis armature current is controlled optimally according to the operating speed and load conditions. For vector control purpose, a SPI is used as a speed controller which enables the utilization of the reluctance torque to achieve high dynamic performance as well as to operate the motor over a wide speed range. Also, this paper proposes current control of model reference adaptive fuzzy controller(MFC), and estimation of speed using artificial neural network(ANN) controller.

The proposed efficiency optimization control, SPI, MFC, ANN in this paper is applied to IPMSM drive system, the validity of this paper is proved by analyzing response characteristics in variety operating conditions.

Key Words : IPMSM Drive, Efficiency Optimization Control, SPI, ANN, Speed Estimation, Speed Control

## 1. 서 론

전동기는 산업현장에서 사용되는 전체 전기에너지 중에서 약 60[%] 이상 소비하고 있다. 따라서 전동기의 손실을 최소화하고 효율을 최대화하는 연구는 산업현장에서 매우 중요한 핵심적인 요인이다[1-3]. 지

금까지 유도전동기는 산업현장에서 많이 이용되었다. 그러나 고유의 회전자 동손으로 인해 효율이 악화되는 문제점을 가지고 있다[4-6]. IPMSM(Interior Permanent magnet synchronous motor)는 토크, 전력 밀도, 효율 및 역률이 높으며 노이즈가 낮고 강인성의 장점 때문에 가변속 드라이브 시스템에 호응을 받아 광범위하게 적용되고 있다[7-9].

전동기 손실은 기계손, 동손, 철손 및 표류손으로 구성되어 있다. 기계손은 회전자 속도에 의존하고 제어할 수 없다. 제어 가능한 손실은 동손과 철손이다. 동손은 MTPA(Maximum Torque per Ampere)에 의해

\* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과  
\*\* 교신저자 : 순천대학교 전기제어공학과  
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103  
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr  
접수일자 : 2011년 2월 19일  
1차심사 : 2011년 3월 12일  
심사완료 : 2011년 6월 10일

최소화할 수 있다. 철손은 약계자 제어에 의해 최소화할 수 있다[10-11]. 철손은 거의 자속의 2승에 비례하므로  $d$ 축 전기자반작용으로 감자의 영향으로 인한 공극자속을 저감시켜 제어할 수 있다. 손실 최소화는 간단하지 않으며 원천적으로 조건에 의한 비선형 최적화 문제이다. 토크와 속도를 증가시켜 인버터의 전압과 전류를 최대로 이용해야 한다. 여기서 손실 최소화의 해는 전압과 전류의 조건 내부에서 구해야 한다. 계자 포화와 계자 간 간섭이 최적화 문제를 더욱 복잡하게 한다. 지령  $d$ 와  $q$ 축 전류의 2차 손실함수를 세우고 손실을 최소화하는 지령  $d$ 축 전류를 해석적으로 구했다[12-13]. 온라인 손실 최소화 알고리즘을 제시하고 효율 향상을 위하여 실험적으로 구현하였다[14]. IPMSM 드라이브에서 이러한 손실을 최소화하기 위한 연구가 다양하게 이루어졌다[15-18]. IPMSM 드라이브의 손실 최소화의 조건은 고차방정식으로 나타나므로 계산 시간이 많이 소요되고 실제치와 오차가 발생하며 전동기의 운전 상태에서 실제적으로 적용하기가 어렵다.

IPMSM는 다양한 장점이 있음에도 불구하고 정밀 속도제어는 어렵고 복잡하다. 이는 회전자 철심의 자기포화 때문에 비선형성이 발생토크에서 나타나고 전류와 회전자 속도 사이에서 비선형 결합이 나타나기 때문이다[19-20]. 고성능 드라이브 시스템의 중요한 특성은 빠르고 정밀한 속도응답, 어떤 외란에 대하여 속도의 빠른 회복능력, 파라미터 변동에 둔감하고 가변 속도 영역에서 강인성 등이다. 종래에는 시스템 제어를 위하여 PI, PID, MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Controller) 및 VSC(Variable Structure Controller) 등 다양한 제어 기법을 사용하였다[21-26].

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능 제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응 인공지능 제어기를 개발하고 있다. 이러한 혼합제어는 플랜트의 파라미터에서 불확실성과 미지의 변동을 용이하게 처리할 수 있으며 더욱 효율적으로 취급

할 수 있는 구조를 구축할 수 있다. 그리고 이들 기법 간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감없이 발휘될 전망이다[27-31].

본 논문에서는 SPI(Series PI)에 의한 IPMSM 드라이브의 속도제어와 손실 최소화 기법을 이용한 효율 최적화 제어를 제시한다. IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는 동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 방법을 제시한다. SPI 제어기는 IPMSM의 속도를 제어하고 출력성분인 지령토크를 이용하여 효율 최적화 제어를 수행한다. 최대 효율 동작을 위하여 최적  $d$ 축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 그리고 인공지능제어인 MFC(Model Reference Adaptive Fuzzy Control)를 사용하여 전류를 제어하고 ANN(Artificial Neural Network)은 속도를 추정한다. 본 논문의 효용성을 입증하기 위하여 종래의 방식과 비교하고 결과를 제시한다.

## 2. 철손을 고려한 IPMSM의 모델링

전동기는 철손의 영향에 의하여 토크의 비선형성이 나타날 수 있다. 철손저항에 흐르는 전류로 인해 정회전, 회생 및 제동으로 운전할 경우 토크특성은 다르게 나타난다. 따라서 철손에 의한 토크의 비선형을 보상해야 하며 본 연구에서는 철손저항을 고려한다.

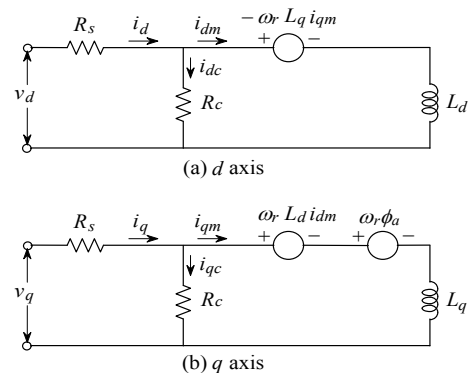


그림 1. PMSM의 철손을 고려한 등가회로  
Fig. 1. Equivalent circuit of PMSM with core loss resistance

그림 1은 PMSM의 철손저항을 고려한  $d$ 와  $q$ 축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한  $R_c$ 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는  $i_{dm}$ 와  $i_{qm}$ 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류  $i_d$ 와  $i_q$ 와는 다르다.

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하고 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d(1+R_s/R_c)} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d(1+R_s/R_c)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \phi_a}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

고정자 전류  $I_a$ , 고정자 전압  $V_a$  및 발생토크  $T_e$ 는 각각 다음 식과 같다.

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2)$$

$$V_a = \sqrt{(R_s i_d - \omega_r \rho L_d L_{qm})^2 + [R_s i_q + \omega_r (V_a + L_d L_{dm})]^2} \quad (3)$$

$$T_e = P_n [\phi_a i_{qm} + L_d (1 - \rho) i_{dm} i_{qm}] \quad (4)$$

여기서  $\rho$ 는 돌극계수이며  $L_q/L_d$ 이며  $P_n$ 은 쌍극수이다.

### 3. 효율 최적화 제어

가변속 드라이브 시스템의 효율은 제어방법과 함께 매우 중요한 요인이다. 효율은 정상상태에서 연속적인 운전할 경우에 중요하므로 전압방정식은 미분 항을 무시하고 정상상태만 고려한다.

$$v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{qm} \quad (5)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{dm} + \omega_r \phi_a \quad (6)$$

정상상태에서 전류 식은 다음과 같다.

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} = i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_c} \quad (7)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} = i_{qm} + \frac{\omega_r (\phi_a + L_d i_{dm})}{R_c} \quad (8)$$

정상상태에서 동손 및 철손은 다음과 같다.

$$P_{cu} = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (9)$$

$$P_{fe} = R_c (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) \quad (10)$$

기계손은 다음과 같다.

$$P_m = \omega_r T_e \quad (11)$$

기계손은 효율 최적화 제어에서 제어할 수 없는 요소이다.

IPMSM의 출력과 효율은 다음 식과 같다.

$$P_L = P_e + P_m \quad (12)$$

$$P_o = \omega_r T_e \quad (13)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_L} \times 100[\%] \quad (14)$$

IPMSM 드라이브의 제어 가능한 전기적인 손실  $P_e$ 를 최소화하여 효율은 최대화할 수 있다. 정상상태에서  $P_e$ 를 한번 미분하여 영으로 두고 풀면 효율 최대화 조건을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial P_e}{\partial i_{dm}} = 0, \quad T_e, \omega_r = \text{constant} \quad (15)$$

결과적으로 손실 최소화 조건은 다음과 같다.

$$XY - T_e^2 Z = 0 \quad (16)$$

SPI 제어기를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어

여기서  $X$ ,  $Y$  및  $Z$ 는 다음 식과 같다.

$$X = P_n^2 [R_a R_c^2 i_{dm} + \omega_r^2 L_d (R_a + R_c) (L_d i_{dm} + \phi_a)] \quad (17)$$

$$Y = [\phi_a + (1 - \rho) L_d i_{dm}]^2 \quad (18)$$

$$Z = [R_a R_c^2 + (R_a + R_c) (\omega_r \rho L_d)^2] (1 - \rho) L_d \quad (19)$$

주어진 토크  $T_e$ 와 속도  $\omega_r$ 에 대해 최적  $d$ 축 전류  $i_{dm}$ 은 식 (16)에서 구한다.

$$i_{dm} = -A^{-1} (B i_{dm}^2 + C i_{dm}^3 + D i_{dm}^4 - E) \quad (20)$$

여기서  $A, B, C, D$  및  $E$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A &= (\phi_a^2 \lambda + \omega_r^2 - 2i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^4 \alpha \lambda \omega_r^2) (R_s + R_c) \\ B &= 3[\omega_r^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a^2 \alpha] (1 + \alpha) + L_d \phi_a^2 \alpha \lambda \\ &\quad - 2i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^5 \alpha^3 \lambda \omega_r^2 (R_s + R_c) \\ C &= 3L_d^2 \phi_a^2 \alpha^2 \lambda + 3\omega_r^2 L_d^4 \alpha^2 (R_s + R_c) \phi_a (1 + \alpha) \\ D &= L_d^2 \alpha^2 \lambda + L_d^5 \alpha^3 \omega_r^2 (R_s + R_c) \\ E &= -i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a^2 L_d^2 \lambda \omega_r^2 \alpha \end{aligned} \quad (21)$$

여기서  $\lambda = R_s R_c^2$ ,  $\alpha = (1 - \rho)$

전류  $i_{qm}$ 은 식 (4)로부터 계산할 수 있다.

$$i_{qm} = \frac{T_e}{P_n [\phi_a + L_d i_{dm} (1 - \rho)]} \quad (22)$$

실제 제어할 수 있는 전류인  $i_d$ 와  $i_q$ 는 최적전류인  $i_{dm}$ 과  $i_{qm}$ 을 구한 후, 식 (7)와 (8)에서 얻을 수 있다.

그림 2는 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 위한 전체 시스템을 나타낸다. 지령속도  $\omega_r^*$ 와 ANN에서 추정한 추정속도  $\hat{\omega}_r$ 를 비교하여 SPI 제어기에 의해  $T_e^*$ 을 얻는다. EOC(Efficiency Optimization Controller)를 수행하여  $i_{qm}^*$ 와  $i_{dm}^*$ 을 구한다. 실제 제어가 가능한 전류  $i_d^*$ 와  $i_q^*$ 는 그림 2에서 구

한 최적전류인  $i_{qm}^*$ 과  $i_{dm}^*$ 을 이용한다. 식 (7)와 (8)을 지령치로 설정하여  $i_{qm}^*$ 과  $i_{dm}^*$ 를 대입하면  $i_d^*$ 와  $i_q^*$ 를 구할 수 있다. 전류제어는 MFC를 이용하고 속도추정에는 ANN을 이용한다.

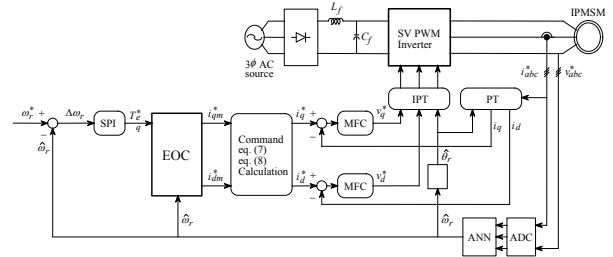


그림 2. IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어 시스템  
Fig. 2. Efficiency optimization control system of IPMSM drive

#### 4. SPI 제어기

그림 3은 SPI 제어기의 블록도를 나타낸다.

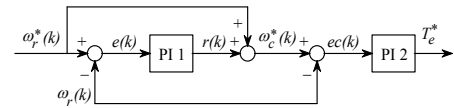


그림 3. SPI 제어기 블록도  
Fig. 3. SPI Controller Block diagram.

SPI 제어기의 속도오차는 다음 식과 같다.

$$e(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \quad (23)$$

PI1은 오버슈트 응답을 보상하는 값을 출력하여 지령속도를 수정한다.

$$r(k) = Rk_p \cdot \{e(k) - e(k-1)\} + Rk_i \cdot e(k) \cdot t \quad (24)$$

$$\omega_c^*(k) = \omega_r^*(k) + r(k) \quad (25)$$

PI2 제어기에 입력되는 오차는 다음과 같으며  $T_e^*$ 를 출력한다.

$$e_c(k) = \omega_c^*(k) - \omega_r(k) \quad (26)$$

$$T_e^*(k) = T_e^*(k-1) + k_p \cdot \{e(k) - e(k-1)\} + k_i \cdot e(k) \cdot t \quad (27)$$

### 5. MFC 방식

종래의 FLC는 고정된 파라미터를 사용하므로 동작 조건이 광범위하게 변화는 적용분야에는 만족할 만한 성능을 발휘할 수 없다. 다양한 동작조건의 변화에도 적용할 수 있는 MFC가 필요하다. 퍼지논리를 이용한 적응 제어시스템은 종래의 적응 시스템과 유사한 방법을 사용하여 설계가 가능하다. AFC(Adaptive Fuzzy Controller)는 퍼지추론을 사용하여 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성된다. 퍼지적응 알고리즘은 수학적인 처리가 필요하지 않으므로 매우 간단하다.

그림 4는 기준모델에 의한 AFM(Adaptive Fuzzy Mechanism)을 나타낸다. AFM을 포함하는 시스템은 AFC라고 한다.

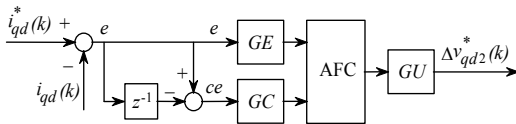


그림 4. 기준모델에 의한 AFC  
Fig. 4. AFC with reference model

그림 5는 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 FLC는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

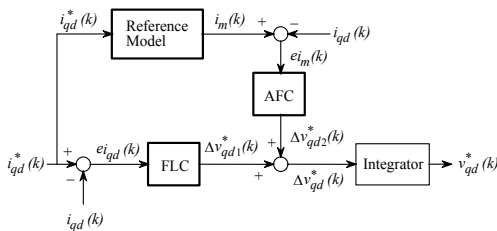


그림 5. MFC의 설계  
Fig. 5. Design of MFC

FLC 알고리즘에 의한 출력은  $\Delta v_{qd1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은  $\Delta v_{qd2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분

기를 통해 지령  $q$ 축 전압을 얻는다. AFC는 기준모델을 사용하여 그림 5에서 전류의 출력  $i_{qd}(k)$ 는 기준모델의 출력  $i_m(k)$ 와 비교하여 오차  $ei_m(k)$ 는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. AFC에 의한 출력은  $\Delta v_{qd2}^*(k)$ 를 발생시킨다.  $\Delta v_{qd1}^*(k)$ 과  $\Delta v_{qd2}^*(k)$ 를 합하여  $\Delta v_{qd}^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해  $v_{qd}^*(k)$ 를 발생시켜 SV PWM 인버터에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제전류의 오차와 오차의 변화분을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$ei_m(k) = i_m(k) - i_{qd}(k) \quad (28)$$

$$cei_m(k) = ei_m(k) - ei_m(k-1) \quad (29)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령  $qd$ 축 전압에 보상되는  $\Delta v_{qd2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서  $i_m(k)$ 는 기준모델에 의한 지령전류이며  $i_{qd}(k)$ 는 실제 전류이다.

FLC의 출력에서  $\Delta v_{qd1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서  $\Delta v_{qd2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의  $\Delta v_{qd}^*(k)$ 를 얻을 수 있다.

$$v_{qd}^*(k) = v_{qd}^*(k-1) + [\Delta v_{qd1}^*(k) + \Delta v_{qd2}^*(k)] \quad (31)$$

### 6. 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 같

은 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{y}(k), \dots, \mathbf{y}(k-d_y), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k-d_u)) \quad (32)$$

여기서  $d_u$ 와  $d_y$ 는 입력과 출력 벡터  $\mathbf{u}$ 와  $\mathbf{y}$ 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 6은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식 (32)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터  $\hat{\mathbf{y}}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간  $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (32)에서 함수  $\mathbf{f}(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

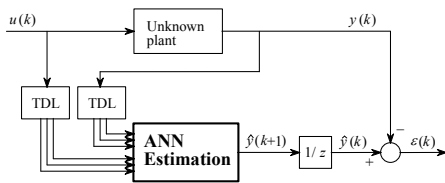


그림 6. ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 6. System estimation using ANN

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\phi_q(k) - \hat{\phi}_q(k)] [\hat{\phi}_a(k-1)] \\ &\quad - [\phi_a(k) - \hat{\phi}_a(k)] [\hat{\phi}_q(k-1)] \} - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (33)$$

여기서  $T$ 는 샘플링 주기를 나타내며  $\eta$ 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수  $\alpha$ 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향

을 결정한다.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (34)$$

## 7. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. IPMSM의 파라미터  
Table 1. Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 $R_s$	0.55[Ω]
영구자석 쇄교자속 $\phi_a$	0.121[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
$d$ 축 인덕턴스 $L_d$	8.72[mH]
$q$ 축 인덕턴스 $L_q$	16.22[mH]
정격 속도	1800[rpm]

그림 7은 0.4[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중 1.2[sec]에서 1.6[sec]까지 부하토크를 인가하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 7 (a)는 PI 제어기, 그림 7 (b)는 FLC(Fuzzy Logic Controller)의 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 그리고 그림 7 (c)는 본 논문에서 제시한 SPI 제어기의 지령속도와 PI제어기에 의해 수정된 지령속도, 추정속도를 나타내며 그림 7 (d)는  $d$ 축 전류, 그림 7 (e)는 발생토크를 나타낸다. 그림 8은 응답특성을 명확하게 분석하기 위하여 그림 7을 확대하였으며 그림 8 (a)는 속도 상승부분, 그림 8 (b)는 부하 인가부분을 나타낸다. 표 2는 그림 8 (a)의 속도응답특성을 나타내고 있으며 본 논문에서 제시한 SPI 제어기는 종래의 PI제어기나 FLC에 비하여 오버슈트가 작고 빠르게 안정화되고 있다.

표 2. 그림 8 (a)의 속도응답특성  
Table 2. Speed response characteristic of Fig. 8 (a)

	PI	FLC	SPI
최대속도오차[rpm]	36	29	4
안정화시간[sec]	0.65	0.62	0.58

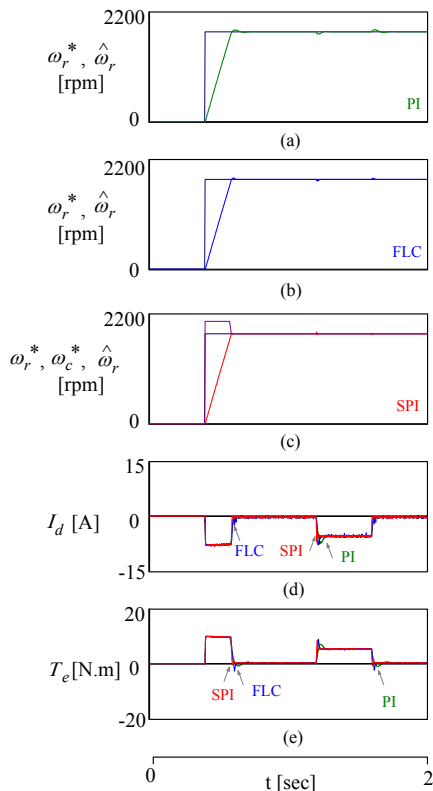


그림 7. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성  
Fig. 7. The response characteristic with command speed and load torque changing

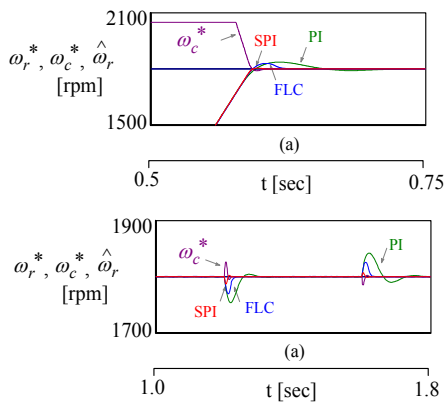


그림 8. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성  
Fig. 8. The response characteristic with command speed and load torque changing

그림 9는 1,800[rpm]과 -1,800[rpm]으로 정·역운전을 하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 9 (a)는 PI 제어기, 그림 9 (b)는 FLC, 그림 9 (c)는 SPI 제

여기의 지령속도와 수정된 지령속도, 실제속도를 나타내며 그림 9 (d)는  $d$ 축전류, 그림 9 (e)는 발생토크를 나타낸다. 정·역으로 운전하였을 경우에도 본 논문에서 제시한 SPI 제어기가 종래의 제어기에 비하여 더욱 우수한 응답특성을 나타낸다.

그림 10은 1,000[rpm]  $\rightarrow$  1,800[rpm]  $\rightarrow$  -50[rpm]  $\rightarrow$  -1,500[rpm]으로 지령속도를 다양하게 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 10 (a)는 PI 제어기, 그림 10 (b)는 FLC 제어기, 그림 10 (c)는 본 논문에서 제시한 SPI 제어기의 지령속도와 추정속도를 나타내고 그림 10 (d)는  $d$ 축전류, 그림 10 (e)는 발생토크를 나타낸다. 그림 10 (c)에서 SPI 제어기는 PI제어기에 의해 지령속도가 수정되고 수정된 지령속도에 의해 속도제어가 이루어져 종래의 PI 제어기나 FLC에 비하여 오버슈트가 작고 안정화 시간도 빠르게 나타나고 있다.

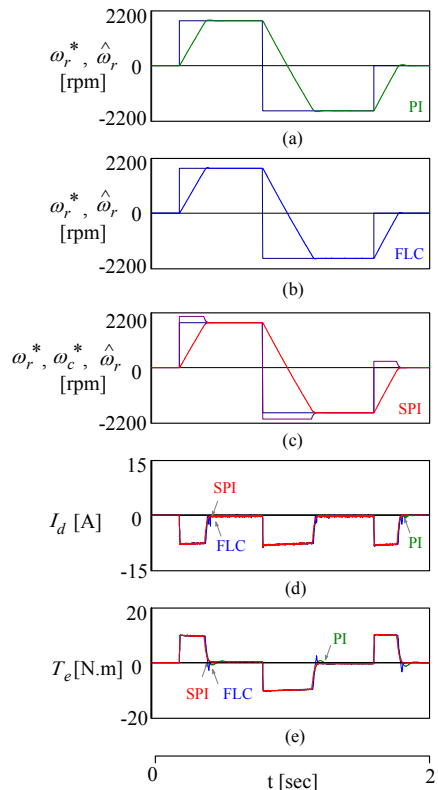


그림 9. 정·역운전에 대한 응답특성  
Fig. 9. The response characteristic with forward and reverse operation

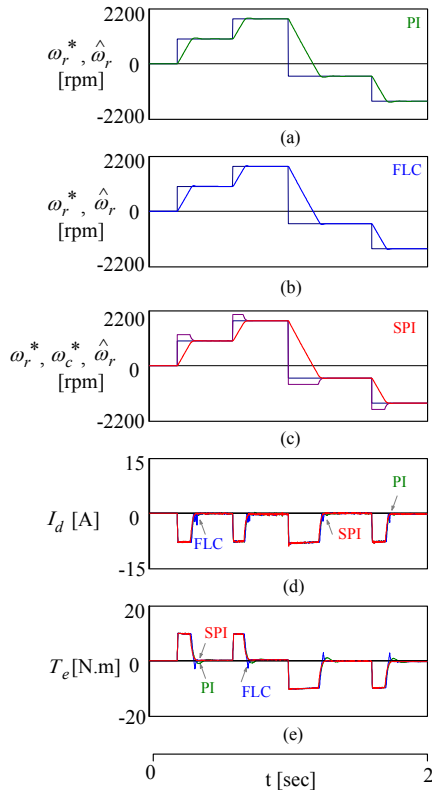


그림 10. 지령속도의 다양한 변화에 대한 응답특성  
 Fig. 10. The response characteristic with variety changing of command speed

그림 11와 12은 4상한 운전을 하였을 때 효율최적화 제어 응답특성을 나타낸다. 그림 11는 종래의  $d$ 축 전류를 영으로 제어한  $I_{d0}$ 제어의 응답특성이며, 그림 12은 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 11, 12 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 11, 12 (b)는  $q$ 축 전류, 그림 11, 12 (c)는  $d$ 축 전류, 그림 11, 12 (d)는 전체손실을 나타낸다. 그림 12 (c)의  $d$ 축 전류가 효율최적화 제어에 의해 제어가 되고 있으며 이에 따라서 전체손실이 작게 나타나고 있다.

그림 13는  $I_{d0}$  제어와 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 손실 비교를 나타낸다. 그림 13 (a)는 동손, 그림 13 (b)는 철손, 그림 13 (c)는 전체손실을 나타내며 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어기 종래의 제어인  $I_{d0}$ 에 비하여 동손, 철손, 전체손실이 매우 작게 나타나고 있어 우수한 응답특성을 나타낸다.

따라서 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효

율 최적화 제어가 손실을 최소화하고 효율을 최적화하고 있음을 알 수 있다.

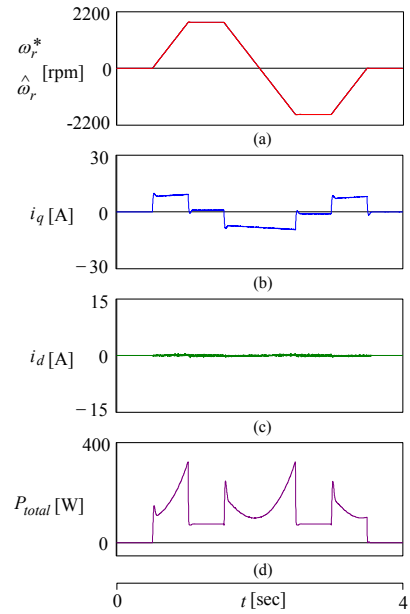


그림 11. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ( $i_d = 0$ )  
 Fig. 11. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control ( $i_d = 0$ )

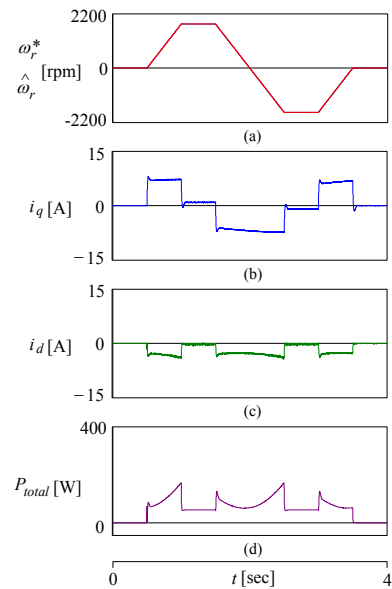


그림 12. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ( $i_d = \text{optimal}$ )  
 Fig. 12. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control ( $i_d = \text{optimal}$ )



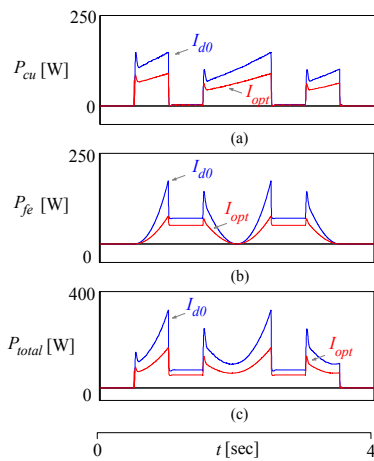


그림 13.  $i_{d0}$  제어와 효율 최적화 제어의 전체 손실 비교  
 Fig. 13. The loss comparison of  $i_{d0}$  control and efficiency optimization control.

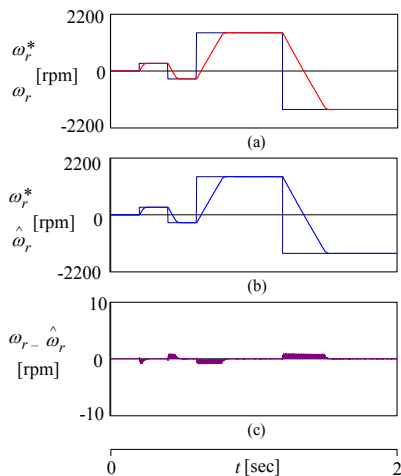


그림 14. ANN에 의한 속도추정 응답특성  
 Fig. 14. The speed estimation response characteristic by ANN

그림 14는 ANN에 의한 300[rpm] → -300[rpm] → 1,500[rpm] → -1,500[rpm]으로 저속영역과 고속영역에서의 속도추정 응답특성을 나타낸다. 그림 14 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 14 (b)는 지령속도와 추정 속도, 그림 14 (c)는 실제속도와 추정속도의 오차를 나타낸다. 그림 14 (c)의 속도오차에서 1[%] 이내로 매우 양호한 속도추정 성능을 나타내고 있다.

그림 15과 16은 전류제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 15, 16 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 15, 16

(b)는 지령 a상 전류, 그림 15, 16 (c)는 실제 a상 전류, 그림 15, 16 (d)는 지령 a상 전류와 실제 a상 전류의 오차, 그림 15, 16 (e)는 스위칭 상태를 나타낸다. 그림 15, 16 (c)의 전류오차에서 본 논문에서 제시한 MFC 제어기가 종래의 PI 제어기보다 전류오차가 현저하게 작게 나타나고 있어 더욱 우수한 전류제어 응답특성을 나타낸다.

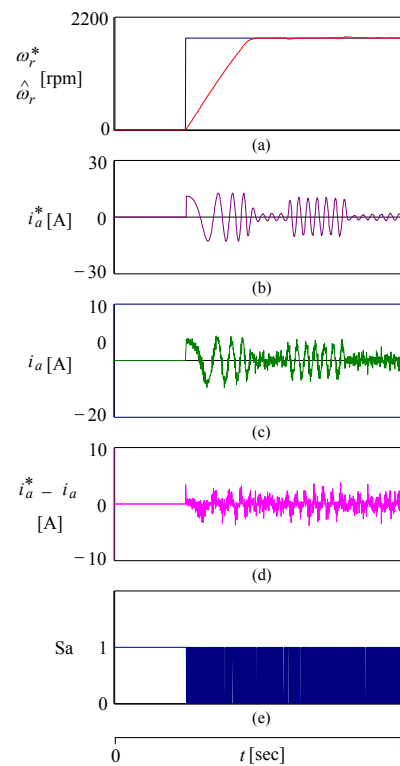


그림 15. 전류제어에 의한 응답특성 비교(PI)  
 Fig. 15. The comparison of response characteristic with current control(PI)

## 8. 결 론

본 논문에서는 SPI 제어기를 이용하여 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어를 제시하였다. 제어가 가능한 전기적인 손실은 철손과 동손이며 이 손실은 전기자 전류의 최적화 제어에 의해 최소화하였다. 손실 최소화는 효율 최대화를 이룩할 수 있었으며 효율최적화 제어를 적용하여 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 또한 SPI 제어기를 이용하여 IPMSM의 고성능

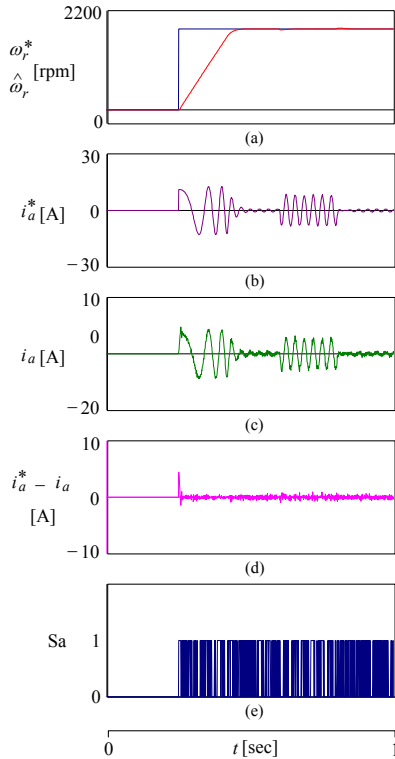


그림 16. 전류제어에 의한 응답특성 비교(MFC)  
 Fig. 16. The comparison of response characteristic with current control(MFC)

속도를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 SPI 제어기는 PI 제어기를 직렬로 연결하여 PI 1에서는 동작상태에 따라서 지령속도를 수정하고, PI 2에서는 수정된 지령속도를 이용하여 속도를 제어하였고 종래의 종래의 PI 및 FLC 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확 인할 수 있었다. ANN을 이용하여 지령속도의 변화에 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였고 MFC에 전류제어도 종래의 PI 제어기보다 전류오차가 작게 나타났다. 속도 및 토크 등 다양한 파라미터의 변도에 도 SPI 제어기의 성능이 우수한 결과로 나타났다.

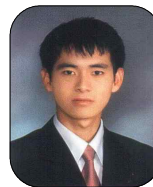
본 논문에서는 제시한 SPI를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 이룩할 수 있었으며 속도의 제어 및 추정과 전류제어에서도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

## References

- [1] S. Yamamura, "AC motors for high performance applications," New York: Marcel Dekker, 1986.
- [2] G. R. Slemon, "Electric machines and drives," Reading, MA: Addison-Wesley, pp. 503-551, 1992.
- [3] A. Fransua and R. Magureanu, "Electric machines and drives systems, Bucharest, Hungary: Technical Press, 1984.
- [4] R. D. Findlay, N. Stranges and D. K. Mackay, "Losses due to rotational flux in three phase induction motors," IEEE Trans. EC, vol. 9, no. 3, pp. 543-549, 1994.
- [5] S. Lim and K. Nam, "Loss-minimising control scheme for induction motors," in Proc. Jul. 2004 Inst. Elect. Eng., vol. 151, no. 4, pp. 385-397, 2004.
- [6] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. B. Thøgersen, "Efficiency optimized control of medium size induction motor drives," IEEE Trans. IA, vol. 37, no. 6, pp. 1761-1767, 2001.
- [7] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable speed drives," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 814-823, 1985.
- [8] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator," IEEE Trans. IA, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, 1994.
- [9] T. Sebastian and G. R. Skemon, "Operating limits of inverter driven permanent magnet synchronous motor drives," IEEE IA, vol. 23, no. 2, pp. 327-333, 1987.
- [10] S. D. Wee, M. H. Shin and D. S. Hyun, "Stator flux oriented control of induction motor considering iron loss," IEEE Trans. IE, vol. 48, no. 3, pp. 602-608, 2001.
- [11] 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.
- [12] C. Mademlis, J. Xypteras and N. Margaris, "Loss minimization in surface permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IE, vol. 47, no. 1, pp. 115-122, 2000.
- [13] C. Mademlis and N. Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IE, vol. 49, no. 6, pp. 1344-1347, 2002.
- [14] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," IEEE Trans. on IE, vol. 52, no. 4, pp. 1153-1160, 2005.
- [15] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Analysis a DSP implementation and experimental validation of a loss minimization algorithm applied to permanent magnet synchronous motor drives," IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, pp. 312-317, 2003.
- [16] Sergaki, S. Eleftheria, Georgilakis, S. Pavlos, Kladas, G. Antonios, Stavrakakis and S. George, "Fuzzy logic based

- online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives,” 18th International Conference on ICEM 2008, pp. 1-7, 2008.
- [17] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi and S. Hibino, “High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor,” IEEE Trans., PE, vol. 10, pp. 247-253, 1995.
- [18] R. S. Colby and D. W. Novotny, “Efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive,” IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
- [19] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, “Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives,” IEEE Trans. IA, vol. 30, no. 6, pp. 1632-1637, 1994.
- [20] C. Mademlis and V. G. Agelidis, “On considering magnetic saturation with maximum torque to current control in interior permanent magnet synchronous motor drives,” IEEE Trans. EC, vol. 16, no. 3, pp. 246-252, 2001.
- [21] Md. Muminul Islam Ciry and M. Nasir Uddin, “Development and implementation of a new adaptive intelligent speed controller for IPMSM drive,” IEEE Trans. IA, vol. 45, no. 3, pp. 1106 - 1115, 2009.
- [22] D. F. Chen, T. H. Liu and C. K. Hung, “Nonlinear adaptive backstepping controller backstepping controller design for a matrix-converter based PMSM control system,” in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 673-678, 2003.
- [23] K. Hwakim and M. J. Youn, “A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique,” IEEE Trans. IE, vol. 49, no. 1, pp. 524-534, 2002.
- [24] M. Krstic I. Kanelankopilos and P. Kokotovic, “Nonlinear and adaptive control design,” New York: Wiley, 1995.
- [25] M. Tursini, F. Parasiliti and D. Zhang, “Real time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives,” IEEE Trans. IA, vol. 38, no. 4, pp. 1018-1026, 2002.
- [26] Z. Ibrahim and E. Levi, “A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach,” IEEE Trans. IA, vol. 38, no. 5, pp. 1210-1218, 2002.
- [27] D. H. Chung, et al., “Maximum torque control of IPMSM drive with Multi-MFC,” ICCAS2010, pp. 1242-1247, 2010.
- [28] D. H. Chung, et al., “Development of HBPI Controller for High Performance Control of IPMSM Drive”, pp. 368-372, ICPE’07, 2007.
- [29] D. H. Chung, et al., “Speed control of IPMSM drive using neural network PI controller,” CEE’06, pp. 102, 2006.
- [30] D. H. Chung, et al., “Maximum torque control of IPMSM drive with ALC-FNN controller,” ICEE’06, pp. 101, 2006.
- [31] D. H. Chung, et al., “Maximum torque control of IPMSM drive with hybrid artificial intelligent controller,” Proceeding of ICMATE’06, Session B1, pp. 177-182, 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@scnu.ac.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