

SC-FNPI 제어를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어

(Efficiency Optimization Control of IPMSM drive using SC-FNPI Controller)

고재섭* · 정동화**

(Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

Abstract

This paper proposes the efficiency optimization control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive using series connected- fuzzy neural network PI(SC-FNPI) controller. The PI controller is generally used to control IPMSM drive in industrial field. However, the PI controller has problem which is falling control performance about parameter variation such as command speed, load torque and inertia due to fixed gain of PI controller. Therefore, to improve performance of PI controller, this paper proposes SC-FNPI controller adjusted input of PI controller by FNN controller according to operating conditions. Also, this paper proposes efficiency optimization control which is improving efficiency with minimize loss. The SC-FNPI controller proposed in this paper is compared control performance with conventional FNN and PI controller about command speed, load torque and inertia variation. And the efficiency optimization control is compared with $i_d = 0$ control about loss and efficiency. The SC-FNPI controller proposed in this paper shows more excellent control performance for rising time, overshoot and steady-state error. Also efficiency optimization control is increased efficiency by reducing loss.

Key Words : IPMSM, FNN, SC-FNPI, Efficiency Optimization, PI Controller

1. 서 론

IPMSM(Interior Permanent magnet synchronous

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과
** 교신저자 : 순천대학교 전기제어공학과
* Main author : Suncheon National Univ, Ph.D.
** Corresponding author : Suncheon National Univ,
Department of Electric Control Engineering
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-725-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2012년 3월 2일
1차심사 : 2012년 3월 6일
심사완료 : 2012년 12월 17일

motor)는 토크, 전력 밀도, 효율 및 역률이 높으며 노이즈가 낮고 강인성이 높기 때문에 가변속 드라이브 시스템에 광범위하게 적용되고 있다[1-3].

전동기 손실은 기계손, 동손, 철손 및 표류손으로 구성되어 있으며 기계손은 회전자 속도에 비례하고 제어가 불가능 하며 제어 가능한 손실은 동손과 철손이다. 동손은 MTPA(Maximum Torque per Ampere)에 의해 최소화할 수 있고 철손은 약계자 제어에 의해 최소화할 수 있다[4-5]. 또한 철손은 자속의 2승에 비례하므로 d 축 전기자반작용의 감자작용으로 공극자속

을 저감시켜 제어할 수 있다. 그러나 손실 최소화는 간단하지 않으며 계자 포화와 계자 간 간섭이 최적화 문제를 더욱 복잡하게 한다.

IPMSM는 다양한 장점이 있음에도 불구하고 정밀한 속도제어는 어렵고 복잡하다. 이는 회전자 철심의 자기포화 때문에 발생토크에서 비선형성이 나타나고 전류와 회전자 속도 사이에서 비선형 결합이 나타나기 때문이다[6-7]. 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) 및 퍼지, 신경회로망 유전자 알고리즘 등의 인공지능제어까지 다양한 제어기법을 사용하였다[8-14].

본 논문에서는 SC-FNPI(Series Connected-Fuzzy Neural network PI)에 의한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시한다. IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는 동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 방법을 제시한다. SC-FNPI 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 효율성을 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 1은 IPMSM의 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.

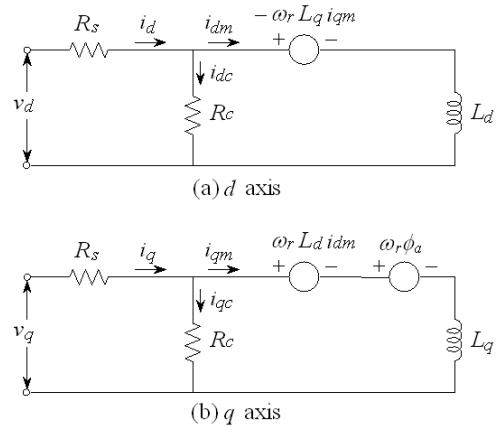


그림 1. IPMSM의 철손을 고려한 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of IPMSM with core loss resistance

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하고 상태미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

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

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, ρ 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 미분항을 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 효율을 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.

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

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 ω_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.

$$A = (\phi_a^2 \lambda + \omega_r^2 - 2 i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^4 \alpha \lambda \omega_r^2) (R_s + R_c)$$

$$B = 3 [\omega_r^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a^2 \alpha \{1 + \alpha\} + L_d \phi_a^2 \alpha \lambda] - 2 i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^5 \alpha^3 \lambda \omega_r^2 (R_s + R_c)$$

$$C = 3 L_d^2 \phi_a \alpha^2 \lambda + 3 \omega_r^2 L_d^4 \alpha^2 (R_s + R_c) \phi_a (1 + \alpha)$$

$$D = L_d^2 \alpha^2 \lambda + L_d^5 \alpha^3 \omega_r^2 (R_s + R_c)$$

$$E = -i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a^2 L_d^2 \lambda \omega_r^2 \alpha \quad (21)$$

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

전류 i_{qm} 은 식 (4)로부터 계산할 수 있다.

$$i_{qm} = \frac{T_e}{P_n[\phi_a + \omega_r^2 L_d i_{dm}(1 - \alpha)]} \quad (22)$$

전동기를 비돌극형이라고 고려하면 $L_q = L_d$ 가 되고 Z 는 영이 되고 Y 항은 ϕ_a^2 이 된다. 조건 $X = 0$ 는 최적 d 축 전류 i_{dm} 을 얻을 수 있다.

$$i_{dm} = -\frac{\omega_r^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a}{R_s R_c + \omega_r^2 L_d^2 (R_s + R_c)} \quad (23)$$

식 (23)에서 구한 i_{dm} 이 전체손실을 최소화하는 최적전류이며 이를 사용하면 효율을 최대화할 수 있다. 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.

4. SC-FNPI 제어기의 설계

4.1 FNN 제어기의 설계

FNN 제어기는 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. FNN은 퍼지룰의 조건부와 결론부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. FNN은 퍼지제어와 같은 강인성 제어와 신경회로망과 같은

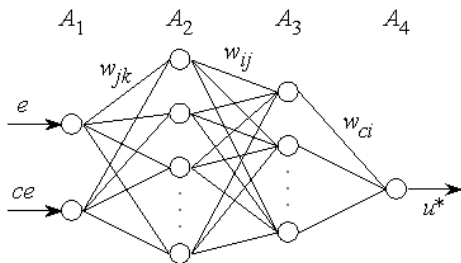


그림 2. FNN의 구성
Fig. 2. The construction of FNN

고도의 적응능력의 장점을 가지게 된다.

그림 2는 FNN의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 제어변수 u 이다.

4.1.1 제어기 조건부의 구현

그림 2에서 A_1 층에서 A_3 층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의 조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버쉽 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1은 퍼지 제어룰의 집합을 나타낸다.

퍼지 룰베이스에서 입력공간은 49개의 부분 공간으로 나눈다. 룰이 동일한 동작일 경우 같은 입력공간으로 클러스터링한다. 그런 다음 새로운 클러스터링과 일치하는 룰은 전문가에 의해 재설계되고 신경회로망으로 구현한다. 퍼지룰의 수는 클러스터링 방법에 의해 매우 감소시킬 수 있다. 또한 이러한 구현은 비선형 함수를 설계할 수 있으며 신경세포의 시그모이드 특성에 의해 퍼지의 입력공간을 분할한다. A_3 층에서 각 신경세포의 출력은 각 부분 공간에서 퍼지룰의 진리값이다. 퍼지 클러스터링과 학습을 실현하기 위하여 이전 49룰과 같은 효과를 얻는 퍼지-신경회로망 제어기는 오차의 함수가 필요하다.

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전과 알고리즘에 의해 A_1 층과 A_3

표 1. 퍼지룰 표
Table 1. Fuzzy rule table

$ce \backslash e$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PVB	PVB

층 사이에 가중치 W_{jk} 와 W_{ij} 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지룰의 조건부를 완전하게 구현할 수 있다.

학습과정 동안 진동을 피하고 수렴속도를 개선하기 위하여 다음과 같은 모멘텀 항으로 새로운 조절을 수행한다.

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \Delta W_{ij} + \alpha[W_{ij}(t) - W_{ij}(t-1)] \quad (24)$$

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (25)$$

4.1.2 제어기의 결론부의 구현

그림 2에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰의 후반부의 구현을 나타낸다. 학습 동안 가중치 W_{ci} 는 다음 오차 함수를 최소화하기 위하여 조절한다.

$$E^* = \frac{1}{2} \sum (U^* - U)^2 \quad (26)$$

여기서 U^* 와 U 는 퍼지와 신경회로망의 요구치와 실제치를 나타낸다.

일반적인 델타룰을 사용하여 가중치 W_{ci} 의 변화 ΔW_{ci} 는 오차함수인 식 (26)을 최소화할 수 있고 퍼지룰의 후반부를 재정의하여 다음 식을 결정한다.

$$\Delta W_{ci} = -\eta \frac{\partial E^*}{\partial W_{ci}} = -\eta \delta_c O_i \quad (27)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (28)$$

여기서 δ_c 는 퍼지와 신경회로망의 출력에서 오차신호이다.

4.2 SC-FNPI 제어기

SC-FNPI 제어기의 구조는 그림 3과 같다. 속도 오차는 다음 식과 같다.

$$e(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \quad (30)$$

SC-FNPI 제어기는 오버슈트 응답을 보상하기 위하여 지령속도를 수정한다. 지령속도 $\omega_r^*(k)$ 는 모델에 나타난 비선형성을 보상하기 위하여 퍼지와 신경회로망 지능에 기반으로 수정한다. 수정 기준입력($\omega_c(k)$)은 다음과 같다.

$$\omega_c(k) = \omega_r^*(k) + r(k) \quad (31)$$

여기서 $r(k)$ 는 FNN 제어기의 출력이다.

$$r(k) = F(e(k), ce(k)) \quad (32)$$

보상 항은 출력 속도의 과도응답을 개선하기 위하여 지령속도를 수정하는데 사용한다. FNN의 사전보상 지령속도($\omega_c(k)$)는 i_{qs}^* 를 얻기 위하여 PI 제어기를 적용한다.

$$e_c(k) = \omega_c(k) - \omega_r^*(k) \quad (33)$$

$$ce_c(k) = e_c(k) - e_c(k-1) \quad (34)$$

$$i_{qs}^*(k) = i_{qs}^*(k-1) + k_p ce_c(k) + k_i e_c(k) \quad (35)$$

여기서, k_p , k_i 는 PI 제어기의 이득이다. PI 속도제어의 출력을 제한한 후 i_{qs}^* 는 전류제어기를 구동한다. 제시한 SC-FNPI의 설계 구조는 그림 3과 같다.

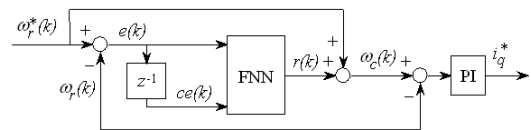


그림 3. SC-FNPI 제어기
Fig. 3. SC-FNPI Controller

그림 4는 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 위한 전체 시스템을 나타낸다. 지령속도 ω_r^* 와 ANN에서 추정한 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 비교하여 AFLC 제어기에 의해 i_{qm}^* 을 얻는다. 식 (22)와 (23)

에서 i_{qm} 은 i_{qm}^* , i_{dm} 은 i_{dm}^* 로 설정하여 이용하며 EOC(Efficiency Optimization Controller)의 블록에서 i_{dm}^* 을 구한다. 실제 제어가 가능한 전류 i_d^* 와 i_q^* 는 그림 2에서 구한 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.

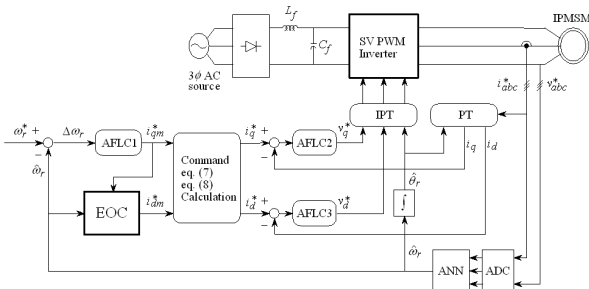


그림 4. IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어 시스템
Fig. 4. Efficiency optimization control system of IPMSM drive

5. 시스템의 구성과 결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2. IPMSM의 파라미터
Table 2. Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 R_a	0.57 [Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.108 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
d 전자자 인덕턴스 L_d	8.72 [mH]
q 전자자 인덕턴스 L_q	22.8 [mH]
정격 토크	3.5 [$N \cdot m$]
정격 속도	1800 [rpm]

그림 5는 0.4sec에 1,800rpm으로 운전 중 1.2sec에서 1.6sec까지 부하토크 3.5 [$N \cdot m$]를 인가하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 5 (a)는 PI 제어기, 그림

(b)는 FNN의 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 그리고 그림 5 (c)는 본 논문에서 제시한 SC-FNPI제어기의 지령속도와 FNN제어기에 의해 수정된 지령속도, 추정속도를 나타내며 그림 5 (d)는 d 축 전류, 그림 5 (e)는 발생토크를 나타낸다. 그림 6은 응답특성을 명확하게 분석하기 위하여 그림 5를 확대하였으며 그림 6 (a)는 속도 상승부분, 그림 6 (b)는 부하 인가부분을 나타낸다. 표 3은 그림 6 (a)의 속도응답특성을 나타내고 있으며 본 논문에서 제시한 SC-FNPI제어기는 종래의 PI제어기나 FNN에 비하여 오버슈트가 작고 빠르게 안정화되고 있다.

표 3. 그림 6 (a)의 속도응답특성
Table 3. Speed response characteristic of Fig. 6 (a)

	PI	FNN	SC-FNPI
최대속도오차 rpm	38.2	29.2	4.8
안정화시간 sec	0.68	0.61	0.57

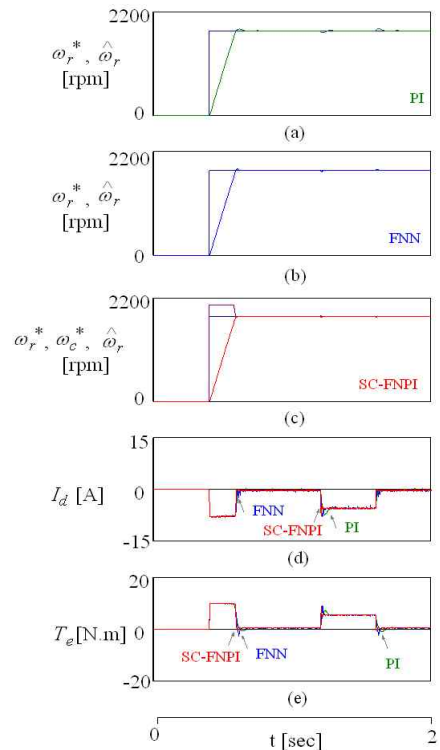


그림 5. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 5. The response characteristic with the command speed and load torque changing

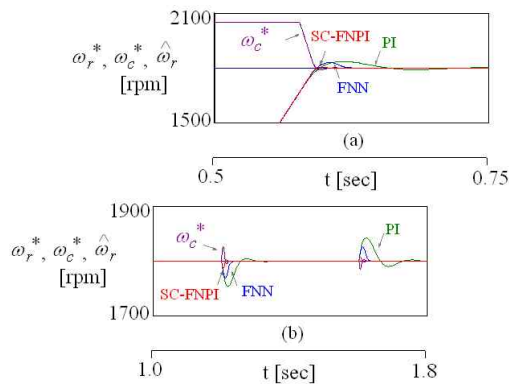


그림 6. 지령속도 및 부하변화에 대한 속도 응답특성
 Fig. 6. The speed response characteristic with the command speed and load torque changing

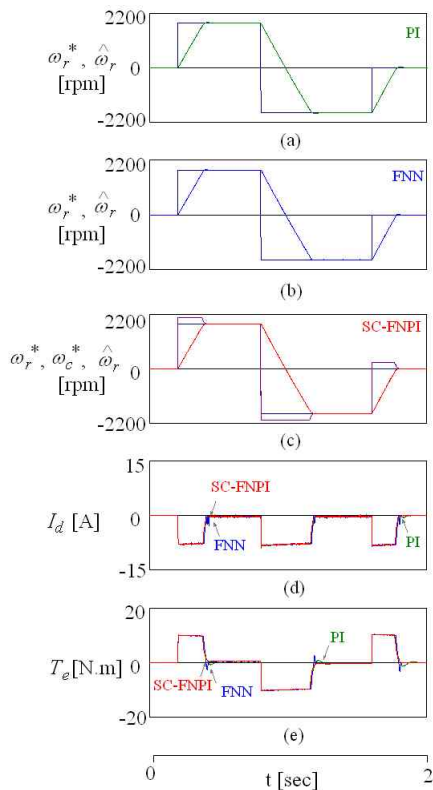


그림 7. 정·역 운전에 대한 응답특성
 Fig. 7. The response characteristic with the forward and reverse operation

그림 7은 1,800rpm과 -1,800rpm으로 정·역 운전을 하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 7 (a)는 PI 제어기, 그림 7 (b)는 FNN, 그림 7 (c)는 SC-FNPI 제

여기의 지령속도와 수정된 지령속도, 실제속도를 나타내며 그림 7 (d)는 d 축 전류, 그림 7 (e)는 발생토크를 나타낸다. 정·역으로 운전하였을 경우에도 본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기가 종래의 제어기에 비하여 더욱 우수한 응답특성을 나타낸다.

그림 8은 1,000rpm → 1,800rpm → -50rpm → -1,500rpm으로 지령속도를 다양하게 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 8 (a)는 PI 제어기, 그림 8 (b)는 FNN 제어기, 그림 8 (c)는 본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기의 지령속도와 추정속도를 나타내고 그림 8 (d)는 d 축전류, 그림 8 (e)는 발생토크를 나타낸다. 그림 8 (c)에서 SC-FNPI 제어기는 FNN 제어기에 의해 지령속도가 수정되고 수정된 지령속도에 의해 속도제어가 이루어져 종래의 PI 제어기나 FNN에 비하여 오버슈트가 작고 안정화 시간도 빠르게 나타나고 있다.

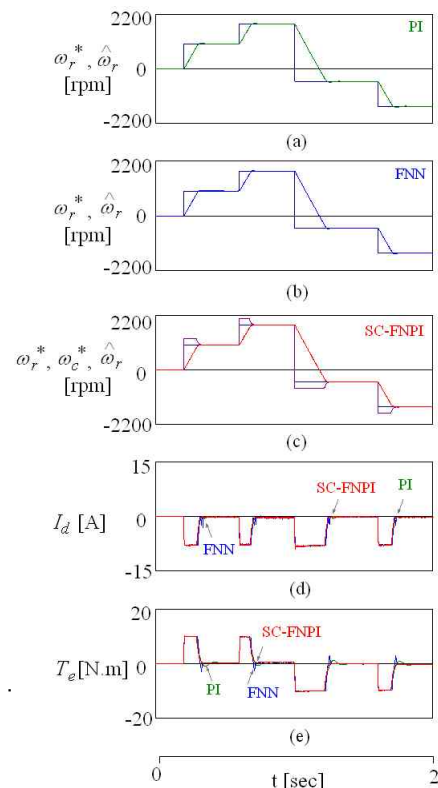


그림 8. 지령속도의 다양한 변화에 대한 응답특성
 Fig. 8. The response characteristic with the variety changing of command speed

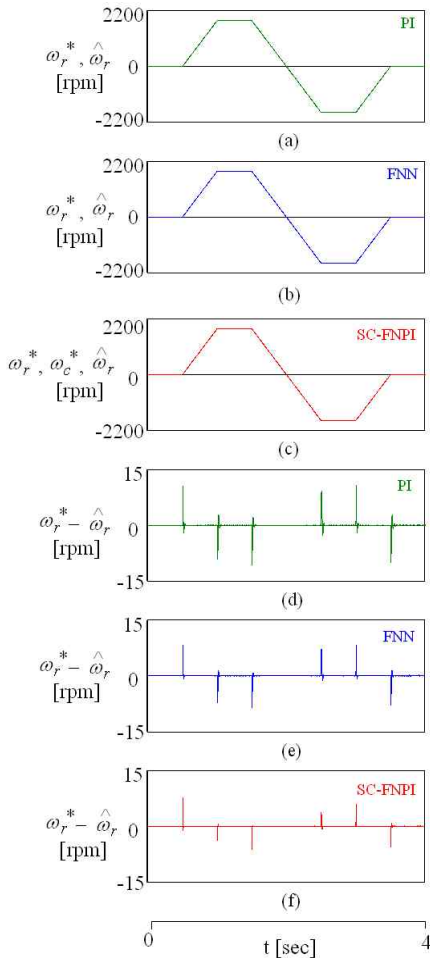


그림 9. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성
 Fig. 9. The speed response characteristic with the quadrant drive

그림 9는 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 9 (a)는 종래의 PI 제어기, 그림 9 (b)는 FNN 제어기, 그림 9 (c)는 본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기의 지령속도와 추정속도를 나타내고, 그림 9 (d)~(f)는 PI제어기, FNN 제어기 및 SC-FNPI 제어기의 속도오차를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기의 속도오차가 가장 작게 나타나고 있다. 그림 10과 11은 4상한 운전에서 관성이 0.5배, 2 배로 각각 변화하였을 때 응답특성을 나타낸다. 그림 10은 관성 0.5배, 그림 11은 관성 2배에 대한 응답특성을 나타내며 그림 (a), (b) 및 (c)는 PI 제어기, FNN 제어기 및 SC-FNPI 제어기의 지령속도와 추정속도를

나타내고 그림 (d), (e) 및 (f)는 PI 제어기, FNN 제어기 및 SC-FNPI 제어기의 속도오차를 나타낸다. 표 4는 그림 9~11의 속도오차에 대한 비교를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기의 속도오차가 종래의 제어에 비해 작게 나타나 우수한 응답특성을 나타낸다.

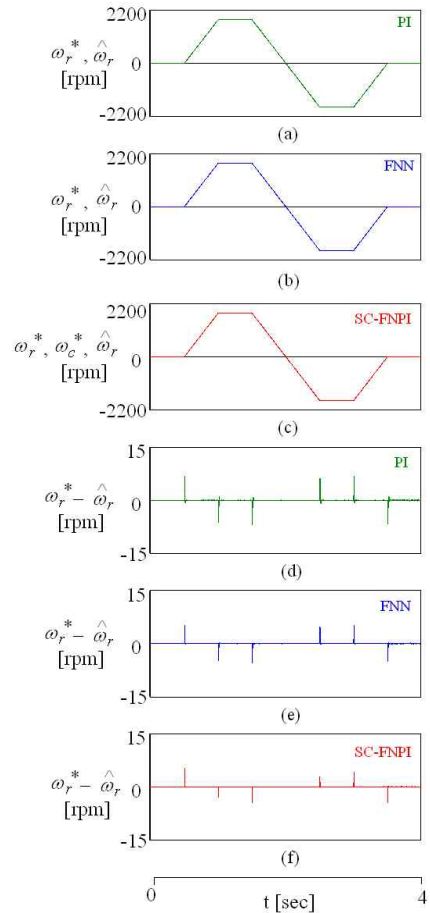


그림 10. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성(0.5J_{as})
 Fig. 10. The speed response characteristic with the quadrant drive(0.5J_{as})

그림 12와 13은 지령속도와 부하토크 변화에 대한 효율최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 12는 종래의 $i_d = 0$ 제어의 응답특성을 나타내고 그림 13은 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 (b)

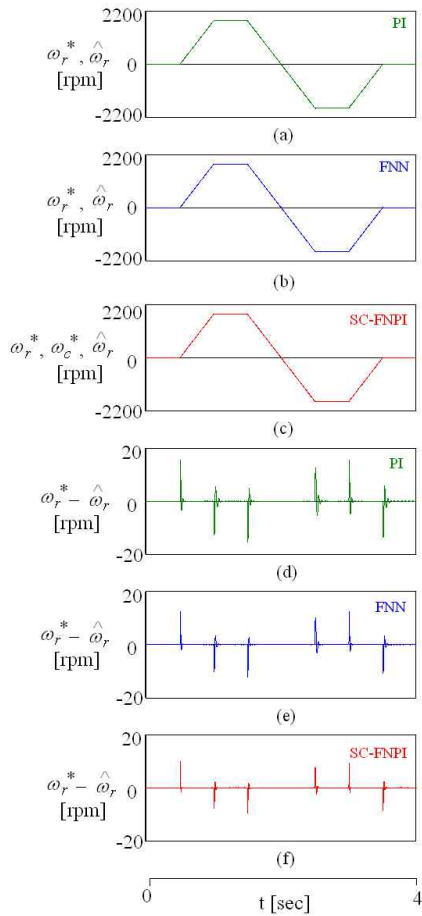


그림 11. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성($2J_{as}$)
 Fig. 11. The speed response characteristic with the quadrant drive($2J_{as}$)

표 4. 속도오차 비교

Table 4. Comparison of speed error

구 분	PI	FNN	SC-FNPI
4상한운전	10.8	8.5	7.8
4상한운전($0.5J_{as}$)	6.9	5.3	4.9
4상한운전($2J_{as}$)	15.5	12.5	10.2

단위 : rpm

는 q 축 전류, 그림 (c)는 d 축 전류를 나타내고 그림 (d)는 전체 손실을 나타낸다. 그림 14는 그림 12와 13의 전체손실 비교를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 손실이 종래의 $i_d = 0$ 제어보다 낮게

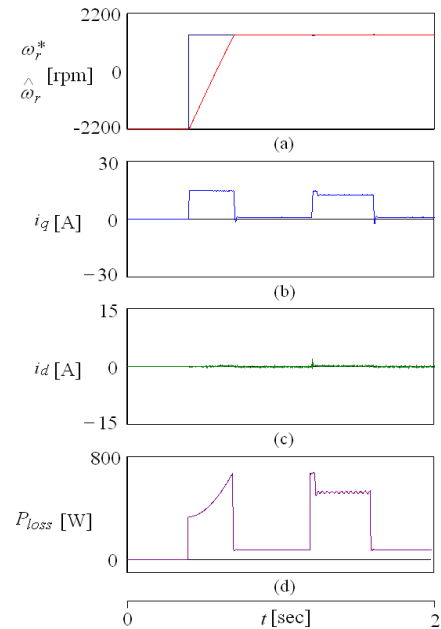


그림 12. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ($i_d = 0$)
 Fig. 12. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control($i_d = 0$)

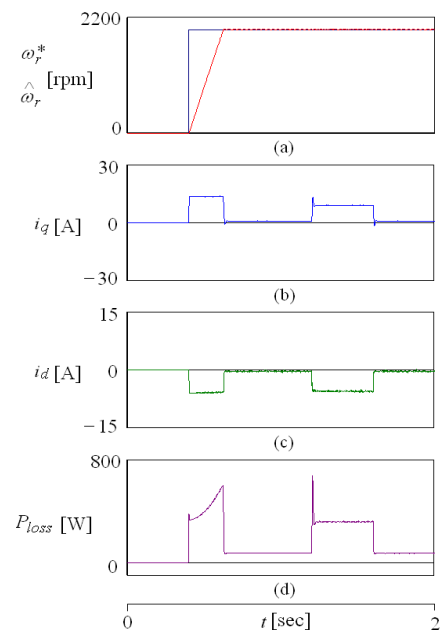


그림 13. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ($i_d = \text{optimal}$)
 Fig. 13. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control($i_d = \text{optimal}$)

나타나고 있어서 손실 최소화를 통한 효율최적화 제어가 이루어지고 있다.

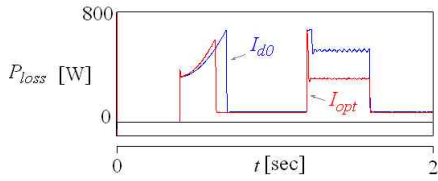


그림 14. $i_d = 0$ 제어와 효율 최적화 제어의 전체 손실 비교

Fig. 14. The loss comparison of $i_d = 0$ control and efficiency optimization control

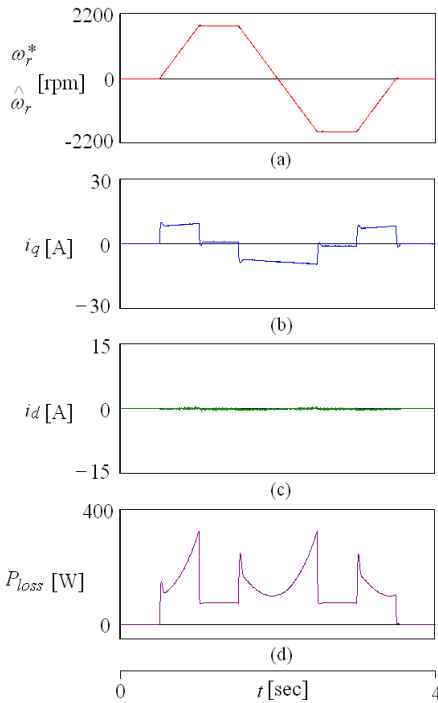


그림 15. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ($i_d = 0$)
Fig. 15. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control ($i_d = 0$)

그림 15와 16은 4상한 운전을 하였을 때 효율최적화 제어 응답특성을 나타낸다. 그림 15는 종래의 d 축 전류를 영으로 제어한 $i_d = 0$ 제어의 응답특성이며, 그림 16은 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 응답특

성을 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 (b)는 q 축 전류, 그림 (c)는 d 축 전류, 그림 (d)는 전체손실을 나타낸다. 그림 16 (c)의 d 축 전류가 효율최적화 제어에 의해 제어가 되고 있으며 이에 따라서 전체손실이 작게 나타나고 있다.

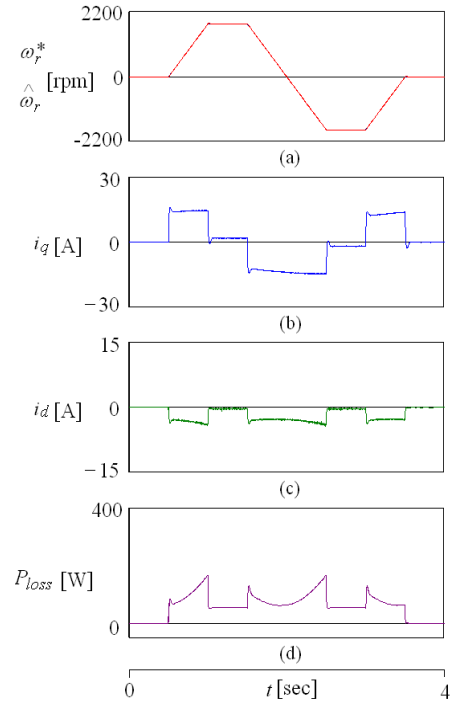


그림 16. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교 ($i_d = optimal$)

Fig. 16. The comparison of response characteristic with efficiency optimal control ($i_d = optimal$)

그림 17은 $i_d = 0$ 제어와 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어의 손실 비교를 나타낸다. 그림 17 (a)는 동손, 그림 17 (b)는 철손, 그림 17 (c)는 전체손실을 나타내며 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어기 종래의 제어인 $i_d = 0$ 에 비하여 동손, 철손, 전체손실이 매우 작게 나타나고 있어 우수한 응답특성을 나타낸다. 따라서 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어가 손실을 최소화하고 효율을 최적화하고 있음을 알 수 있다.

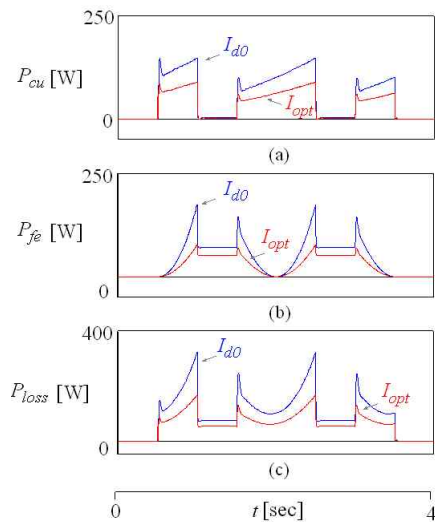


그림 17. $i_d = 0$ 제어와 효율 최적화 제어의 전체 손실 비교

Fig. 17. The loss comparison of $i_d = 0$ control and efficiency optimization control.

6. 결 론

본 논문에서는 SC-FNPI 제어기를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율최적화 제어를 제시하였다. 일반적으로 IPMSM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업 현장에서는 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. PI 제어기는 구조가 간단하고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 관계가 명확하다는 장점을 가지고 있으며 다양한 최신 제어 알고리즘과 기법을 개발하는데 기초가 된다. 그러나 PI 제어기는 비선형, 불확실한 모델 등의 시스템과 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터 변동에 대해 성능이 저하되는 문제점을 가진다. 따라서 본 논문에서는 종래의 PI 제어기의 성능을 개선하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합한 FNN 제어기와 PI 제어기를 직렬로 연결하여 동작상태에 따라 FNN 제어기로 PI 제어기의 입력값을 조절하는 SC-FNPI 제어기를 제시한다. 또한 IPMSM의 손실 모델링을 통해 손실을 최소화시키는 조건을 구하고 이를 통해 효율을 최대화 할 수 있는 효율최적화 제어를 제시한다.

본 논문에서 제시한 SC-FNPI 제어기와 효율최적화

제어는 IPMSM 드라이브 시스템에 적용하여 지령속도, 부하토크, 관성 등의 파라미터 변동에 대하여 종래의 제어기법들과 응답특성을 비교 분석한다. SC-FNPI 제어기는 PI 제어기 및 FNN 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승시간 및 안정화 시간이 빠르게 나타나 더욱 우수한 응답특성을 가진다. 또한 효율최적화 제어는 동작상태에 따라 손실 최소화 조건을 만족하는 d 축 전류를 계산하고 이 값을 이용하여 효율최적화 제어를 수행한다. 본 논문에서 제시한 효율최적화 제어는 지령속도, 부하토크 등의 변화에 대하여 동손, 철손 및 전체손실이 종래의 $i_d = 0$ 제어보다 작게 나타났으며 이를 통해 효율이 향상됨을 확인 할 수 있었다.

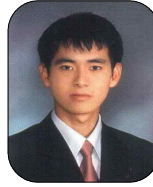
References

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [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] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Md. Muminul Islam Chy 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.
- [10] 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.

- [11] 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.
- [12] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM drive with Multi-MFC," ICCAS2010, pp. 1242-1247, 2010.
- [13] D. H. Chung, et al., "Speed control of IPMSM drive using neural network PI controller," CEE 06, pp. 102, 2006.
- [14] 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 전기공학과 졸업. 2007년 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).

Tel : (061)750-3540

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