MRAC를 적용한 속도추정기를 가지는 유도전동기 센서리스 벡터제어

최승현*, 이성근*, 김윤식*

The Sensorless Vector Control of Induction Motor with Speed Estimator using MRAC

Seung-Hyun Choi, Sung-Geun Lee, Yoon-Sik Kim

요 약

본 논문에서는 센서리스 벡터제어를 위한 MRAC를 적용해 속도추정기를 설계한다. 이 속도추정기는 파라미터 변동 및 부하 외란에 강인하며, 그 속도값은 센서리스 벡터제어구현을 위해 필요한 속도정보로 피드백되어 사용된다. 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper proposed a speed estimator using MRAC(Model Reference Adaptive Control) for sensorless vector control. It is robust for parameter variation or disturbance and the estimated speed is used as feedback in a vector control system. Experiment is presented to confirm the theoretical analysis.

I. 서 론

유도전동기는 산업현장 및 각종전기 기기에 가장 많이 사용되는 원동기로써 기계적 구조가 견고하고, 보수관리가 쉬우며, 가격이 저렴하기 때문에 서보전동기로써의 사용에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 서보전동기로는 종래 DC전동기가 많이 사용되지만, 요즘 수백W 이상에서는 AC전동기 사용이 실용화되고 있다. 그 중에서도 수KW 이상의 서보전동기에 있어서는 유도전동기가 중심적으로 사용되어지고 있다.[1]

유도전동기를 서보전동기로 이용하는 경우에, 제어는 보통 벡터제어에 의해 이루어진다. 벡터제어는 1차, 2차측의 전류, 자속 등의 전동기내의 제 신호를 벡터신호로 취해, 1차전류를 여자분 전류와 토크분 전류로 나눈 후에 이것을 독립적으로 제어하여 소정의 순시토크를 발생시키는 제어방식이다.[2]

유도전동기를 벡터제어하기 위해서는 속도제어가 필수적이며 이러한 속도제어부로서 PI제어기를 사용하는 방식이 널리 채택되고 있다. 그러나 일정이득의 PI제어를 기본으로 하는 속도제어계는 시스템의 기계정수인 관성, 마찰계수 등의 파라미터가 운전중에

* 한국해양대학교 전기전자공학부
접수일자: 2000. 10. 31

변하는 경우, 최적의 운전상태를 유지하기 위해 제어 정수값을 적절하게 변화시켜야한다. 또한 PI제어기는 부하 외란이나 파라미터변동에 매우 민감하기 때문에 속도 및 토크응답의 극점을 PI제어의 파라미터 범위내에서 설계하는 것은 한계가 있으므로 운전범위에 제한을 받게 된다.[3][4]

속도정보를 얻기 위해서 엔코더를 사용할 경우 속도검출의 정밀성과 검출기의 분해능이 제어시스템을 평가하는 중요한 척도가 되기 때문에 속도검출 기술의 고도화가 요구된다. 이 같은 속도센서는 시스템의 신뢰성을 낮게 하고 노이즈에 대한 특별한 주의를 요구하게되며 고속모터드라이브와 같은 특별한 적용에 있어서는 속도센서의 취부 역시 문제가 된다.

본 논문에서는 센서리스 간접벡터제어 유도전동기에 대해 MRAC(Model Reference Adaptive Control)를 이용한 속도추정기를 설계한다. 이것은 유도전동기의 토크발생식에 기초해 속도추정식을 유도하여 파라메트릭 model식을 세우고, 이에 선형의 process식이 model식과 perfect model matching이 되게끔 primary controller를 구성하는 것이다.

MRAC에 근거해 primary controller를 구성하고 process의 출력이 안정한 영역에 있을 수 있게끔, model의 출력을 추종하도록 Lyapunov 안정도이론을 적용하여, primary controller내의 파라미터 값을 가변한다.

시뮬레이션을 통해 PI제어와 제시된 방법의 특성을 비교, 분석하여 제안된 제어시스템의 유용성을 확인한다.

Ⅱ. 본 론

1. A speed estimator using MRAC

벡터제어에서는 속도에 대한 정보가 필요하다. 센서리스 벡터제어구현을 위한 속도, 즉 $\hat{\omega_r}$(추정속도)을 추정하기 위한 제어기를 MRAC(Model Reference Adaptative Control) 이론을 적용해 구성한다. 먼저 plant를 modeling하고, 원하는 입력지령 추적과 정상상태오차 제거의 목적으로 PI제어기를 설계하고 선형식으로 process식을 유도한다. 여기에 다시 구조적인 변동분을 고려해 model식을 세우고, model과 process 식을 이용해 MRAC이론을 적용하여, 변동분을 보상하기 위한 primary controller를 구성한다. 이 primary controller는 process의 출력이 model의 출력을 추정하도록 하며 perfect model-matching 상태가 되는 안정한 영역으로 도달하도록 Lyapunov 안정도 이론을 바탕으로한 Adaptive Law를 구해서, 제어기내의 파라미터값을 변동한다. 그림 1은 일반적인 MRAC를 보인다.

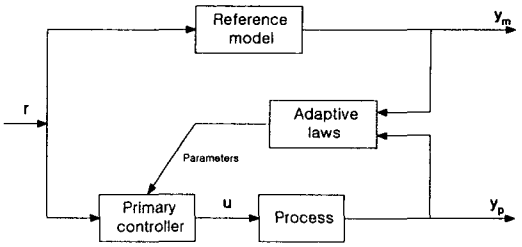


그림 1. 일반적인 병렬 MRAC
Fig. 1 General parallel MRAC scheme

유도전동기의 벡터제어시 회전자저항변동에 대한 보상이 이상적이라면 유도전동기의 응답특성은 직류전동기와 유사하게 되어 유도전동기의 토크발생은 직류전동기의 모델과 같이 단순화 시킬 수 있다. 관성모멘트 J, 마찰계수 B, 전동기 토크 T_m, 부하토크 T_l 인 유도전동기의 운동방정식은 다음 식 (2)와 같으며, 그림 2와 같은 블록도로 나타낼 수 있다.

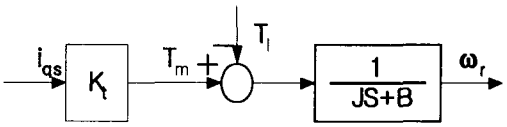


그림 2. plant의 블록도
Fig. 2 Block diagram of plant

$$T_m - T_l = J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad \cdots\cdots (1)$$

전동기 상수를 K_t 라 하면, 식 (1)은 아래와 같이 다시 쓰여진다.

$$K_t i_{qs} - T_l = J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad \cdots\cdots (2)$$

A. Derivation of the process

디자인 목적과 적응제어이론을 적용하기 위해, 외란에 자유롭다고 가정하여 process를 선형으로 설계한다. 이렇게 해서 유도된 process식은 아래와 같고 블록도는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. process식 내에서 사용되는 수식은 model과 구분을 위해 아래 첨자 p를 사용해 다시 표현하였다.

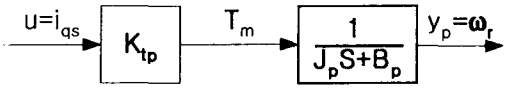


그림 3. process의 블록도
Fig. 3 Block diagram of process

process식의 ω_r은 추정속도에 해당하므로 $\widehat{\omega_r}$와 같이 표현하고, i_{qs}에 대한 출력을 y_p라 하자.

입력($u = i_{qs}$)에 대한 출력 y_p의 전달함수를 구하면,

$$\frac{y_p}{u} = \frac{\widehat{\omega_r}}{i_{qs}} = \frac{K_{tp}}{J_pS + B_p}$$

$$y_p = \frac{K_{tp}}{J_pS + B_p} u \quad \cdots\cdots (3)$$

B. Derivation of the model

유도전동기는 벡터제어법으로 선형 제어될 수 있다. 그러나 실제의 경우, 회전자시정수 오차가 존재하며, 이것은 비선형 특성의 토크 응답을 일으켜 토오크상수의 구조적 변동분을 발생시키고, 전동기에 연결되는 기계적 부하는 운전중 변화되며 부하관성의 변화는 전달함수의 계수에 큰 영향을 미쳐 선형 시불변시스템으로 표현이 불가능해진다. 벡터제어 유도전동기의 전달함수는 변동분이 존재하는 비선형시변 전달함수로 표현되어야 한다. 그림 4는 model의 블록도이고, J, K_t, B를 구조적 변동분이 존재하는 J_m, K_{tm}, B_m식으로 바꾸어 model식을 유도하면 다음과 같다.

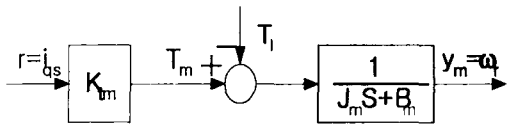


그림 4. model의 블록도
Fig. 4 Block diagram of model

i_{qs}에 대한 출력을 y_{m1}으로 두고, T_l에 대한 출력을 y_{m2}라 하면, $y_p = y_{m1} - y_{m2}$이다.

먼저 입력($r = i_{qs}$)에 대한 출력 y_{m1}의 전달함수를 구하면,

$$\frac{y_{m1}}{r} = \frac{\omega_r}{i_{qs}} = \frac{K_{tm}}{J_mS + B_m}$$

$$y_{m1} = \frac{K_{tm}}{J_mS + B_m} r \quad \cdots\cdots (4)$$

입력(T_l)에 대한 출력 y_{m2}의 전달함수를 구하면,

$$\frac{y_{m2}}{T_l} = \frac{\omega_r}{T_l} = \frac{1}{J_mS + B_m}$$

$$y_{m2} = \frac{1}{J_mS + B_m} T_l \quad \cdots\cdots (5)$$

여기서, 전동기 상수 K_{tm}는 간접벡터시 전류와 자속제어가 완전하게 이루어진다고 가정하면, 전동기 토크 T_m이 다음과 같으므로 그 값을 구할 수 있다.

$$T_m = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs}$$

$T_m = K_t i_{qs}$ 이므로 K_{tm}는 $\frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr}$이다.

C. Primary controller design

실제 model의 변동분을 보상하는 제어기를 설계한다. $u = \phi^T w$. 여기서 우리가 이용할 수 있는 양은 입력과 출력이므로, 완전한 process 상태벡터를 알 수 없다. 이에 따라 우리가 실제 사용할 수 있는 출력 에러($e = y_p - y_m$)에 대한 보상이 필요하게 된다. 그러므로, Monopoli(1974)가 제시한 augmented error method에 의해 시그널을 확장한다.

$w^T = (r, w_1, y_p, w_2)$ ⇒ signal vector

$\theta = \phi^T = (k_0, c^T, d_0, d^T)$

$\Rightarrow$ controller parameter vector

$\theta^* \Rightarrow$ correct parameter vector

$\phi = \theta - \theta^* \Rightarrow$ parameter error vector

확장된 시그널과 파라메터에 대한 제어기를 구성하면 아래와 같이 된다.

$$\therefore u = k_0 r + c w_1 + d_0 y_p + d w_2 \quad \cdots\cdots (6)$$

D. Derivation of the adaptive law using Lyapunov's stability theory[5]

MRAC의 비선형, 시변특성 때문에, 선형안정도분석은 적용할 수 없다. 적응시스템의 전체적인 안정도를 증명하기 위해 잘 알려진 방법인 Lya -punov's direct method(Parks,1966)을 사용한다.

Lyapunov's method는 만약 Lyapunov함수 $V(x)$가 아래조건을 만족한다면, 시스템이 일양점근안정평형 $x=0$을 가짐을 설명한다.

$V(x) > 0$ for $x \neq 0$ (positive definite)

$\dot{V}(x) < 0$ for $x \neq 0$ (negative definite)

Lyapunov 함수는 $V = e^T P e + \phi^T \Gamma^{-1} \phi$와 같고, 도함수 $\dot{V}(x)$를 구하면 식 (7)과 같다.

$$\dot{V} = e^T (A_m^T P - P A_m) e + 2 b_m^T P e \phi^T (L^{-1} w) + 2 \phi^T \gamma^{-1} \dot{\phi} \quad \cdots\cdots (7)$$

식 (7)에서 오른쪽의 두식을 영으로 놓으면 식(8)와 같은 Adaptive law를 구할 수 있다.

$$\dot{\theta} = \dot{\phi} = -\Gamma (L^{-1} w) \varepsilon \quad \cdots\cdots (8)$$

Lyapunov's stability theory을 적용해 구한 adaptive law를 이용해 primary controller내의 파라메터 값들을 변경한다.

$$\dot{\theta} = \dot{\phi} = \begin{pmatrix} \dot{k}_0 \\ \dot{c} \\ \dot{d}_0 \\ \dot{d} \end{pmatrix} = -\begin{pmatrix} \gamma_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L^{-1} r \\ L^{-1} w_1 \\ L^{-1} y_p \\ L^{-1} w_2 \end{pmatrix} \varepsilon$$

$$\therefore \dot{k}_0 = -\gamma_0 L^{-1} r \varepsilon$$

$$\dot{c} = -\gamma_1 L^{-1} w_1 \varepsilon$$

$$\dot{d}_0 = -\gamma_2 L^{-1} y_p \varepsilon$$

$$\dot{d} = -\gamma_3 L^{-1} w_2 \varepsilon$$

2. Sensorless vector control

속도 추정치를 벡터제어계로 피드백시켜 센서리스 벡터제어시스템을 구현한다.

원하는 입력지령추적과 정상상태오차제거의 목적으로 PI제어기를 설계한다. PI제어 방식에 있어 무엇보다 중요한 것은 각항의 계수의 선택이다. 이를 위해 잘 알려진 계수 튜닝방법으로 스텝응답법과 한계감도법(Ziegler Nichols)있다. 여기서는 한계감도법을 사용해서 값을 선정한 뒤 계속적인 튜닝으로 최적의 계수를 찾아내기 위해 미세조정을 행하였다.

한계감도법의 특징은 비례동작만으로 값을 구한다는 것이다. 구하는 방법으로는 제어루프가 한계진동이 되도록 비례계수를 늘려간다. 그때의 최대값과 진동주파수 ω_m을 계측해서 Ziegler Nichols가 만든 산술표를 적용해 구한다. 그 값은 아래와 같다.

$$K_p = 0.6 K_{pm}, \quad K_i = K_p \frac{\omega_m}{\pi}, \quad K_d = \frac{K_p \pi}{4} \omega_m$$

MRAC를 이용한 속도제어계는 아래 그림과 같다.

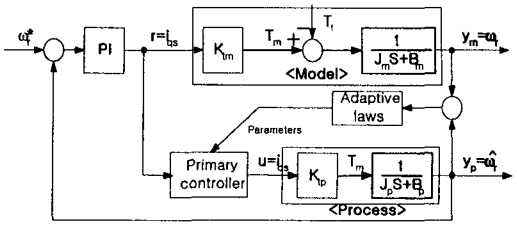


그림 5. MRAC를 이용한 속도제어
Fig. 5 Speed control system using MRAC

그림 6은 MRAC를 이용한 속도추정기를 실제 벡터제어시스템에 부과한 전체블록도이다.

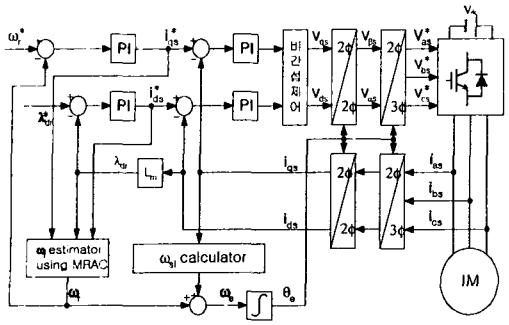


그림 6. 시스템 제어 블록도
Fig. 6 Schematic diagram of indirect vector control system

III. 실험 및 고찰

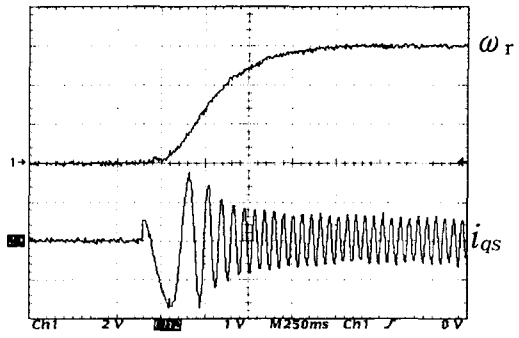
본 논문에서 제안한 MRAC를 이용한 속도추정기를 부가시킨 유도전동기의 간접벡터구동 시스템의 블록도를 그림 6에 나타내었다. 추정속도를 계산하기 위한 MRAC부분, 전류제어, 비간섭제어부분으로 구성되어 있다.

기준속도와 추정속도를 비교한 속도오차는 PI제어기를 통하여 고정자에 인가할 토크발생을 위한 q축 전류를 발생시키며, 이 전류를 다시 MRAC를 이용한 속도추정기를 통해서 추정속도를 연산하여 속도제어계로 피드백된다. 그리고 d축, q축 지령전류는 전동기의 고정자에서 측정한 전류 ids, iqs와 비교하여 고정자 dq축 지령전류를 얻고 이에 다시 비간섭제어를 통해 상호간섭분을 제거하여 최종 고정자 dq축 지령전류를 얻는다. 이를 다시 상변환(2상/2상)을 통해 고정좌표계에 대한 지령치를 얻고, 2상/3상 변환하여 공간전압벡터스위칭을 결정할 고정자 3상전압을 얻는다.

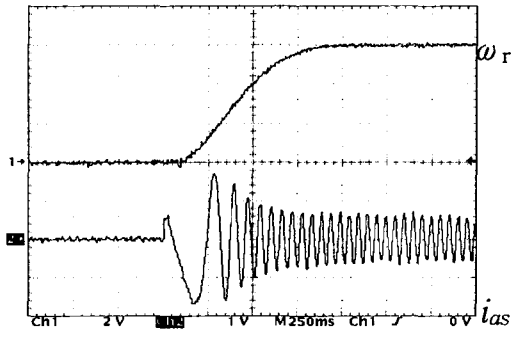
실제 적용을 목적으로, 제안한 알고리즘을 적용한 시스템을 구현하기로 한다. 하드웨어부분은 마이크로프로세서, SVPWM 인버터 그리고 이 두 부분을 연결하는 인터페이스회로를 주축으로 프로그램의 다운로딩을 위한 퍼스널컴퓨터(PC), 신호 입·출력부 및 전원장치로 구성되어져 있다. 제어프로그램의 모든 소프트웨어는 속도를 고려하고 하드웨어의 제어가 용이하도록 TMS320C31의 어셈블리언어를 사용하여 작성하였으며 속도제어주기는 2[ms]이고, 전류제어주기는 200[μs]로 설정하였다. 실험에서 사용된 전동기 정격과 상수는 표 1에 나타내었다.

표 1. 전동기 정격과 상수
Table 1. Ratings and constant of induction motor

정격출력	2.2KW(3HP)
정격전압	220V
정격전류	8.6A
극수 / 정격속도	4/1740[rpm]
관성모멘트(J)	0.0418[kg · m²]
고정자저항(R_s)	0.9210[Ω]
회전자저항(R_r)	0.5830[Ω]
고정자인덕턴스(L_s)	0.0671[H]
회전자인덕턴스(L_r)	0.0671[H]
상호인덕턴스(L_m)	0.0650[H]

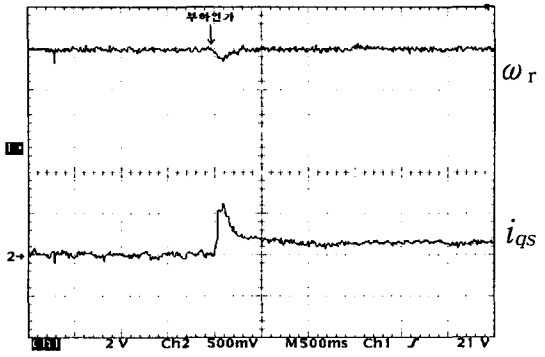


(a) PI Control

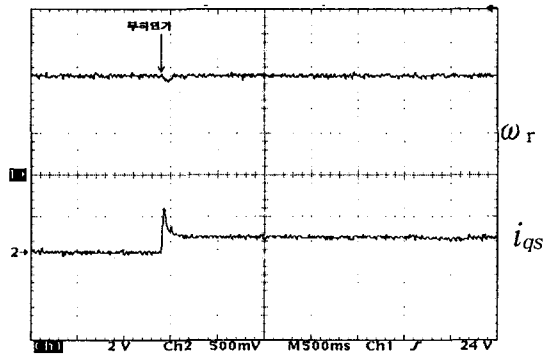


(b) MRAC

그림 7. 지령속도 1500[rpm]
Fig. 7 Reference speed 1500[rpm] (500rpm/div, 250ms/div)



(a) PI Control



(b) MRAC

그림 8. 부하 외란 특성

Fig. 8 Characteristic of load disturbance (500rpm/div, 250ms/div,0-> 50%)

그림 7과 그림 8은 실험을 통한 파형을 보인다. 그림 7은 지령속도 1500[rpm]을 주어 속도와 상전류 파형을 관찰하였으며, 그림 8은 외란에 대한 강인성을 확인하기 위해 부하토크를 인가한 파형을 보인다. 그림에서 (a)는 역시 PI제어만을 수행했을 때의 파형이며, (b)는 MRAC를 적용한 파형이다.

그림 7을 보면, (a)는 900[ms] , (b)는 750[ms] 정도로 MRAC는 고속영역에서도 빠른 제어 성능을 보이고 있으며, 속도는 MRAC 속도추정기에서 계산되어 추정속도로서 실제속도와 일치함을 알 수 있다.

그림 8은 일정속도 1200[rpm]에서 부하토크 인가시 속도파형을 관찰해 보았다. PI제어시는 50% 부하 인가시 속도의 저하를 보이면서 약 50ms 정도의 시간을 가지면서 다시 정상상태를 회복했으며, MRAC 제어시는 속도변동이 거의 없음을 확인할 수 있었다. 부하토크 인가시에도 역시 우수한 성능을 확인하였다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 센서리스벡터제어를 구현하기 위한 속도추정기를 설계하였다. 이 추정기는 MRAC이론을 바탕으로 구성되었다. 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위해 실험을 통해 확인해 본 결과 기존의 PI 제어보다 속도추정에서 상당히 빠른 응답특성을 보임을 확인하였으며, 실제 적용에서도 큰 무리가 없을 것으로 보이며 본 논문에서 고려하지 않은 저항변동분은 앞으로의 과제로 남긴다.

참고문헌

[1] 新中新二, 誘導形 サボモータの適応ベクトル制御, IEE Japan, Vol.117-D. No.8. pp.1024-1032, 1997

[2] 新中新二, 榊原則夫, 深澤英樹, 誘導機ベクトル制御のための統一的ベクトル解析 IEE Japan, Vol.117-D. No.8 pp.1024-1032 1993

[3] B. D. Youn et al., "Robust Speed Control of Induction Motor Using Sliding Mode Torque Observer", IPEC Proc., pp 87-92, 1995

[4] K Ohishi et al., "Robust Control of a DC Servo Motor Based on Linear Adaptive System", JIEE Trans., Vol. 108-D, No. 1, pp 39-45, 1988

[5] S. Sastry, M. Bodon, "Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness", Prentice-Hall, 1989

최승현(Seung-hyun Choi)
1999년 한국해양대학교 전기공학과 졸업
2001년 동대학원 전기공학과 졸업(석사)

※주요관심분야 : 인버터 설계 및 전동기제어, 마이크로프로세서 응용

이성근(Sung-geun Lee)
1983년 한국해양대학교 기관학과 졸업
1990년 동대학원 기관학과 졸업(석사)
1998년 동대학원 졸업(박사)
현재 한국해양대학교 전기전자공학부 조교수

※주관심분야 : 인버터설계 및 전동기 제어, 마이크로프로세서 응용 및 전기기기제어

김윤식(Yoon-sik Kim)
1977년 한국해양대학교 기관학과 졸업
1979년 동대학원 졸업(석사)
1986년 동경공업대학 대학원 졸업(석사) 및 동대학원 졸업(박사)
현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수

※주관심분야 : 진력전자 및 디지털가버너, MHD 발전 및 MHD 추진