

자기포화를 고려한 π 형 모델 유도기의 적응 선형화 기법 제어

論 文

53D-10-4

Adaptive Input-Output Control of Induction Motor for Type of π Modeling Consider Magnetic Saturation

金 度 佑[†] · 鄭 基 澈^{*} · 李 承 學^{**} · 金 洪 必^{***}

(Do-Woo Kim · Gi-Chul Jung · Seng-Hak Lee · Hong-Phil Kim)

Abstract - In this paper, we proposed that the problem of controlling induction motor with magnetic saturation, is studied from an input-output feedback linearization with adaptive algorithm. is considered. An adaptive input-output feedback linearizing controller is considered under the assumption of known motor parameters and unknown load torque. In order to achieve the speed regulation with the consideration of improving power efficiency, rotor angular speed and flux amplitude tracking objectives are formulated. Simulation results are provided for illustration.

Key Words : Induction Motor, π Modeling, Input-Output Feedback Linearization, Adaptive Control

1. 서 론

인덕션 모터는 신뢰성, 견고성과 상대적으로 낮은 비용으로 인하여 산업현장에서 많이 사용되어지고 있다. 그러나, 인덕션 모터 제어에 있어서는 일반적으로 다음과 같은 해결되어야 할 문제점들이 있다. 첫째 인덕션 모터는 여러 상태변수들이 매우 복잡하게 결합되어 있는 다변수 비선형인 모델이고, 둘째, 회전자 자속, 전류등과 같은 상태 변수는 측정이 쉽지 않으며, 셋째, 인덕션 모터 동작 조건에 따라 모터 파라미터들이 변할 수 있어 제어하기가 매우 어렵다.

따라서 인덕션 모터의 제어를 해결하여야 할 이러한 문제점을 어느 정도 극복하여 산업현장에서 널리 사용되고 있는 방법은 벡터제어[1]이다. 벡터제어는 속도와 자속을 분리하여 제어할 수 있는 방법으로 이중 회전자에 자속 센서를 부착하여 자속을 측정하는 직접 벡터 제어방법은 인덕션 모터를 특수하게 제작하여야 하며 특히 인덕션 모터 동작에 따른 모터 내부의 온도변화로 인하여 가변되는 회전자 저항을 정확히 알지 못하면 고속의 속도 제어를 위한 벡터 제어기 구현 시 자속추정의 어려움으로 제어 성능 및 전력효율이 저하될 수 있다.

또한 비선형 적응 상태 궤환 입출력 선형화 제어기법[2]은 회전자저항과 부하토크의 추정을 통해 속도와 자속의 분리된 제어가 가능하였지만, 직접 벡터 제어와 마찬가지로 자속의

추정을 요구한다. 따라서 인덕션 모터의 자속관측기의 설계에 대한 많은 연구가 수행되어 왔다. 미지의 매개변수인 회전자저항은 고려하지 않고, 고정자전압과 고정자전류 등 기지의 양들로만 구성된 자속관측기[3]가 제안되었다. 그러나 이 관측기는 개루프 관측기로서 고려하지 않은 회전자 저항의 변동에 의해 정확한 자속의 추정이 불가능한 문제점이 있다. 또한, 불확실한 회전자저항과 부하토크를 보상할 수 있는 폐루프 자속관측기를 갖는 적응 출력궤환 제어기[4]를 제안되었지만 이는 별도의 전류제어기가 필요하다. 그리고, 자속 측정이 필요 없고 모터 파라미터 변동에 강인한 슬라이딩모드 비선형 제어기법[5]이 제안되었지만, 역시 개루프 자속 관측기를 사용하였다.

이와 같이 인덕션 모터를 정확히 제어하는데 있어서 자속 관측기의 역할은 매우 중요하며, 폐루프 적응 자속관측기는 일반적으로 상호인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 고정된 고정자 좌표계상에 모델링된 인덕션 모터의 5차 비선형 상태수학적 모델에 기초하여 설계한다 [6]. 그러나 이러한 인덕션 모터의 자기회로가 선형이라는 가정에 의한 모터의 모델링은 자속이 포화영역 상태로 들어서는 것은 고려하지 않은 것으로 모터에 과도현상이 발생할 경우에는 자속의 자계가 선형이라는 것을 보장하지 못한다. 더구나 부하토크를 해석할 때 자기포화 영역에서 무리없이 작동하는 것은 중요하다[7]. 예를들어 전기 차량의 경우, 인덕션 모터는 일반적인 상태에서는 문제없이 운전 하지만, 급경사를 오를 때나 장애물이 생겼을 때 순간적으로 높은 토크를 발생시켜 극복하여야 하는데 이때, 자속이 포화 영역에 들어서기도 한다. 따라서, 이러한 과도현상을 무시하고 자계가 선형이라는 일반적인 가정을 통해 인덕션 모터 동작상태 모델링을 수행하는 것은 인덕션 모터의 포화자속 효과를 무시하는 곳이 되며, 올바른 제어 목적을 달성하는데 문제가 될 수 있다.

[†] 교신저자, 正會員 : 大德大學 Microrobot科 教授 · 工博
E-mail : kimdowoo@mail.ddc.ac.kr

^{*} 正會員 : 大德大學 Microrobot科 教授 · 工博

^{**} 正會員 : 大德大學 電氣學科 教授 · 工博

^{***} 正會員 : 慶一大學校 Computer制御電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2004年 7月 5日

最終完了 : 2004年 8月 20日

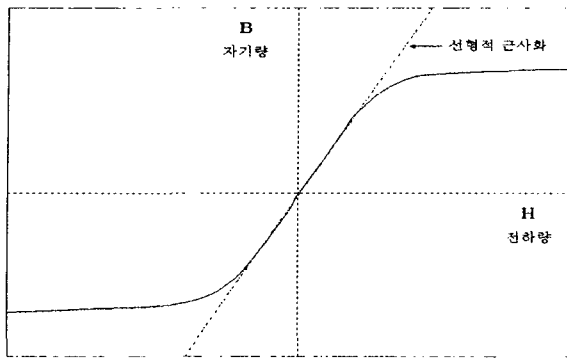


그림 1 B-H 포화곡선
Fig. 1 B-H Magnetic Saturation Curve

그림 1의 B-H 포화곡선에서 B-H 곡선의 양끝 비선형적인 부분은 자기포화 영역으로서, 이 영역에 들어선 자속은 전류가 증가하여도 자속의 크기는 증가하지 않게 된다. 따라서, 본 논문에서는 인덕션 모터의 자기포화 영역내 자속을 해석하여 모델링 하는데 있어 복잡한 구조의 T형 모델을 대신하여 회전자측 전류와 고정자측 전류로 분리하여 각 성분들의 계산을 쉽게 할 수 있는 π형 모델을 사용하여 자기포화를 갖는 인덕션 모터의 모델을 통하여 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성과 부하토크 외란, 마찰력, 관성모멘트 등과 같은 기계적 불확실성을 보상할 수 있도록 하기위해 비선형 적응 상태 궤환 입출력 선형화 제어 알고리즘을 적용하여, 기계적 불확실성을 하나로 묶어 보상하여 속도 및 자속을 제어한다.

본 논문의 구성은 II장에서 π형 모델을 사용한 자기포화를 갖는 인덕션 모터를 모델링하고 III장에서는 입출력성분 분리를 위해 인덕션 모터의 출력값의 Lie derivative를 구하고 IV장에서는 T형 모델에서는 고려하지 못했던 부하토크를 구하기 위하여 비선형 적응 상태 궤환 입출력 선형화 제어 제어기를 설계한다. V장에서는 인덕션 모터에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 효과를 입증하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

2. 인덕션 모터 π형 모델링

일반적인 기기 해석은 자기포화를 고려하지 않은 인덕션 모터의 T형 모델에 근거한다. 하지만, 실제로는 자기포화를 갖는 인덕션 모터로 해석해야 과부하시의 전류를 제어할 수 있다. 이에 근거하여 인덕션 모터를 π형 모델로 변형하고, 자속 성분으로 구성된 시스템 동특성을 구한다. 자기포화를 갖는 π형 인덕션 모터의 2상 전기적 등가식은 다음과 같다[8].

$$\begin{aligned} V_s &= R_s I_s + \Psi_s + J_2 \Psi_s, \\ 0 &= R_r I_r + \Psi_r - p \omega J_2 \Psi_r. \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 J_2 는 2×2 의 skew symmetric 행렬

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -J_2^T \text{이다.}$$

식(1)에서 V 는 상전원벡터, I 는 상전류벡터, R 은 상저항, Ψ 는 결합자속벡터이고, 각각의 아랫첨자 s 는 고정자, r 는 회전자를 나타내며, p 쌍극자 수, ω 회전자 속도이다. 여기서 $V, I, \Psi \in R^2$ 이다. 일반적인 T형 인덕션 모터를 π형 모델로 변형하면 시스템 동적 상태식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{I}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_s(\|\Psi_s\|) + g)I_2 & -g_l I_2 \\ -g_l I_2 & (g_r(\|\Psi_r\|) + g)I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서 g_s, g_r 는 스칼라 포화 함수이고, g_l 은 $\frac{1}{L}$ 이다. 그리고 I_2 는 2×2 의 단위행렬이다.

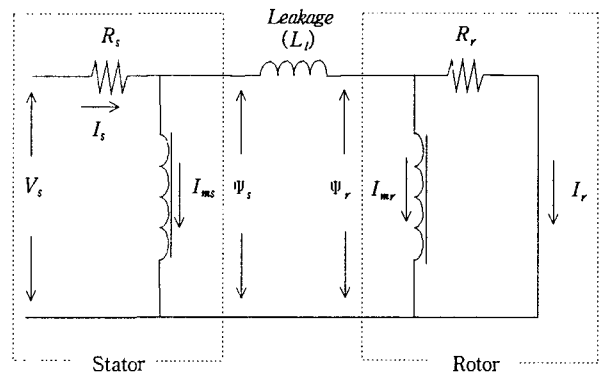


그림 2 π형 인덕션 모터 모델
Fig. 2 Induction Motor for Type of π Modeling

자기포화를 갖는 π형 인덕션 모터는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f_1(x) + q f_2(x) + g_a(x)u_a + g_b(x)u_b, \\ y &= h(x). \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$
 $= [\omega \ \Psi_m \ \Psi_b \ \Psi_{sz} \ \Psi_\phi]$ 상태벡터,
 $u^T = [0 \ 0 \ 0 \ u_a \ u_b]$ 제어입력벡터,
 $y^T = [y_1 \ y_2] = [x_1, x_2^2 + x_3^2]$ 출력벡터이다.

식(3)에서 성분은 다음과 같다.

$$f_1(x) = \begin{bmatrix} \mu(x_2 x_5 - x_3 x_4) - \frac{T_L}{J} \\ -R_r(g_r(x) + g)x_2 - p x_1 x_3 + R_r g \mu x_4 \\ p x_1 x_2 - R_r(g_r(x) + g)x_3 + R_r g \mu x_5 \\ R_s g \mu x_2 - R_s(g_s(x) + g)x_4 \\ R_r g \mu x_3 - R_s(g_s(x) + g)x_5 \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$f_2(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$g_a(x) = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0], \quad g_b(x) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1],$$

$$q = T_L - T_{LN}, \quad \mu = \frac{p g_l}{J}$$

여기서 T_L 은 부하토크 이고, T_{LN} 은 부하토크의 공칭값이다.

3. 입출력 분리

입출력 성분 분리를 위해 출력값의 Lie derivative를 구하고, 행렬 $D(x)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_{f_1} y_1 & L_{g_2} L_{f_1} y_1 \\ L_{g_1} L_{f_1} y_2 & L_{g_2} L_{f_1} y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu x_3 & \mu x_2 \\ 2R_r g_l x_2 & 2R_r g_l x_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 $y_1 = x_1$ 이고, $y_2 = x_2^2 + x_3^2$ 이다.

(단, $x \in R^5$ 이고 $x_2^2 + x_3^2 \neq 0$ 이다.)

[4]에 따라 좌표 변환을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \xi_1 &= y_1 = x_1, \\ \xi_2 &= L_{f_1} y_1 = \mu(x_2 x_5 - x_3 x_4) - \frac{T_L}{J}, \\ \xi_3 &= y_2 = x_2^2 + x_3^2, \\ \xi_4 &= L_{f_1} y_2 = -2R_r(g_r(x) + g_l)(x_2^2 + x_3^2) \\ &\quad + 2R_r g_l(x_2 x_4 + x_3 x_5), \\ \xi_5 &= \tan^{-1}\left(\frac{x_3}{x_2}\right). \end{aligned} \quad (6)$$

(단, $\xi \in R^5$: $\xi_3 \neq 0$ 이고 $-\frac{\pi}{2} \leq \xi_5 \leq \frac{\pi}{2}$ 이다.)

입력항을 분리하기 위하여 ξ 의 도함수로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= \xi_2, \\ \dot{\xi}_3 &= \xi_4, \\ \begin{bmatrix} \dot{\xi}_2 \\ \dot{\xi}_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{f_1} L_{f_1} y_1 \\ L_{f_1} L_{f_1} y_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\dot{\xi}_5 = p x_1 + R_r g_l(x_2 x_5 - x_3 x_4).$$

식(7)의 성분은 다음과 같이 주어진다.

$$L_{f_1} L_{f_1} y_1 = -\mu p x_1(x_2 x_4 + x_3 x_5) - \mu R_r(g_r(x) + g_l)(x_2 x_5 - x_3 x_4) - \mu R_s(g_s(x) + g_l)(x_2 x_4 + x_3 x_5) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} L_{f_1} L_{f_1} y_2 &= 2R_r^2 g_l^2(x_2^2 + x_3^2) \\ &\quad + 2p R_r g_l x_1(x_2 x_5 - x_3 x_4) \\ &\quad + 2R_r R_s(x_2^2 + x_3^2) g_l^2 \\ &\quad + 4R_r^2(x_2^2 + x_3^2)(g_r(x) + g_l)^2 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &+ 2R_r^2(x_2^2 + x_3^2)^{\frac{3}{2}}(g_r(x) + g_l) \frac{dg_r}{dz} \Big|_{z=\sqrt{x_2^2+x_3^2}} \\ &- 2R_r^2 g_l(x_2 x_4 + x_3 x_5) \sqrt{x_2^2 + x_3^2} \frac{dg_r}{dz} \Big|_{z=\sqrt{x_2^2+x_3^2}} \\ &- 2R_r^2 g_l(x_2 x_4 + x_3 x_5)(g_r(x) + g_l) \\ &- 2R_r R_s g_l(x_2 x_4 + x_3 x_5)(g_s(x) + g_l) \\ &- 4R_r^2 g_l(x_2 x_4 + x_3 x_5)(g_r(x) + g_l). \end{aligned}$$

4. 적응 입출력 선형화 제어

4절에서는 시스템 동적상태식에서 입력항의 분리 과정을 나타내었다. 이 절에서는 미지의 파라미터를 추정하기 위하여 적응 알고리즘을 적용하였다. 적응 입출력 선형화 작업을 하기 위하여 적응 추적문제가 다음과 같은 기준 신호를 만족한다고 가정한다.

$$\begin{aligned} \text{가정: } \omega_{ref}(t) &= c_1 \text{ 이고 } |\Psi_{ref}^2(t)| \geq c_2 > 0 \text{ 이다.} \\ &(\text{단, 모든 } t \text{ 시간동안 } c_1, c_2 \text{ 는 실수}) \end{aligned}$$

미지의 파라미터 q 와 추정값 $\hat{q}(t)$ 의 오차를 e_q 라 정의한다.

$$e_q = q - \hat{q}(t). \quad (10)$$

ξ 로 표현되었던 식을 입출력 분리하기 위하여 z 좌표 시스템으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_1 &= \xi_1, \\ z_2 &= \xi_2 + \hat{q}(t) L_{f_1} y_1, \\ z_3 &= \xi_3, \\ z_4 &= \xi_4. \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)의 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + e_q L_{f_1} y_1, \\ \dot{z}_2 &= L_{f_1} L_{f_1} y_1 + \frac{d\hat{q}}{dt} L_{f_1} y_1 + L_{g_1} L_{f_1} y_1 u_a + L_{g_2} L_{f_1} y_1 u_b, \\ \dot{z}_3 &= z_4, \\ \dot{z}_4 &= L_{f_1} L_{f_1} y_2 + L_{g_1} L_{f_1} y_2 u_a + L_{g_2} L_{f_1} y_2 u_b. \end{aligned} \quad (12)$$

적응 입출력 선형화 궤환의 입력값은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \begin{bmatrix} -L_{f_1} L_{f_1} y_1 + \frac{d\hat{q}}{dt} L_{f_1} y_1 + v_{a,ref} \\ -L_{f_1} L_{f_1} y_2 + v_{b,ref} \end{bmatrix} \quad (13)$$

식(13)의 성분은 Lie derivative를 통하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$L_{f_2} = -\frac{1}{J} \tag{14}$$

기준신호를 추적하기 위하여 $v_{a\ ref}$ 와 $v_{b\ ref}$ 를 다음으로 정의한다.

$$\begin{aligned} v_{a\ ref} &= k_{11}(\omega_{ref} - \omega) + k_{12}(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + \ddot{\omega}_{ref}, \\ v_{b\ ref} &= k_{21}(|\Psi_{ref}^2 - |\Psi_r||^2) + k_{22}(|\dot{\Psi}_{ref}^2 - |\dot{\Psi}_r||^2) + \ddot{\Psi}_{ref}^2. \end{aligned} \tag{15}$$

이때 $k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}$ 값은 안정한 시스템이 되도록 적절히 설정한다.

기준 신호에 사용한 설계 파라미터를 K 로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} K &= \text{block diag}(K_a, K_b) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -k_{11} & -k_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -k_{21} & -k_{22} \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{16}$$

기준 모델은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{z}_{1M} \\ \dot{z}_{2M} \end{bmatrix} &= K_a \begin{bmatrix} z_{1M} \\ z_{2M} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ v_{a\ ref} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \dot{z}_{3M} \\ \dot{z}_{4M} \end{bmatrix} &= K_b \begin{bmatrix} z_{3M} \\ z_{4M} \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{17}$$

기준 모델 추적 에러는 다음과 같이 정의된다.

$$e = (z_1 - z_{1M}, z_2 - z_{2M}, z_3 - z_{3M}, z_4 - z_{4M})^T. \tag{18}$$

식(18)의 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{z}_1 - \dot{z}_{1M} = e_2 + e_q L_{f_2} y_1, \\ \dot{e}_2 &= \dot{z}_2 - \dot{z}_{2M} = -k_{11} e_1 - k_{12} e_2, \\ \dot{e}_3 &= \dot{z}_3 - \dot{z}_{3M} = e_4, \\ \dot{e}_4 &= \dot{z}_4 - \dot{z}_{4M} = -k_{21} e_3 - k_{22} e_4. \end{aligned} \tag{19}$$

(단, $e_i(t) = 0$ 이고, $1 \leq i \leq 4$ 이다.)

식(19)를 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} + e_q \begin{bmatrix} L_{f_2} y_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{20}$$

여기서 $W^T = [L_{f_2} y_1 0 0 0]$ 이다.

파라미터의 추정치를 구하기 위해 리아프노프 함수를 사용하여 적응칙을 설계한다.

S 와 Q matrix는 다음과 같다.

$$S = \text{block diag}(S_a, S_b), Q = \text{block diag}(Q_a, Q_b). \tag{21}$$

Positive definite symmetric matrix Q 에 대해서, 다음의 리아프노프 방정식을 만족하는 positive definite symmetric matrix가 되도록 S 를 구한다.

$$K^T S + S K = -Q, \tag{22}$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & 0 & 0 \\ S_{21} & S_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{33} & S_{34} \\ 0 & 0 & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}. \tag{23}$$

적용칙을 정하기 위하여 다음과 같은 리아프노프 함수 후보를 정의한다.

$$V = e^T S e + e_q^T \Gamma e_q \tag{24}$$

여기서 Γ 는 symmetric matrix이다.

식(24)을 미분하면 다음과 같다.

$$\frac{dV}{dt} = e^T (K^T S + S K) e + 2 e_q \left[W^T S e + \Gamma \frac{de_q}{dt} \right]. \tag{25}$$

식(25)가 $K^T S + S K$ 로 인하여 항상 0보다 작은 함수로 구성되어지기 위해 다음과 같이 선택한다.

$$\frac{de_q}{dt} = -\Gamma^{-1} W^T S e. \tag{26}$$

식(26)과 식(10)을 통하여 다음 식을 얻게 된다.

$$\frac{d\hat{q}}{dt} = \Gamma^{-1} W^T S e. \tag{27}$$

식(27)을 사용하여 파라미터를 추정하게 된다.

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e \leq 0. \tag{28}$$

식(28)를 통하여 안정함을 증명할 수 있다.

5. 컴퓨터 모의실험

제안된 적응 입출력 선형화제어를 위하여 인덕션 모터는 자기포화된 π 형 모델을 사용하였다. 그리고 본 절에서는 제어법칙의 효용성을 나타내기 위하여 표 1과 같이 인덕션 모터의 특성값을 정하고, 컴퓨터 모의실험을 하였다.

표 1 인덕션 모터의 특성값

Table 1 Parameter of induction Motor

고정자 저항	$R_s=8$	회전자 저항	$R_r=6$
누설 인덕턴스	$L_l=0.062H$	관성 모멘트	$J=0.06$
쌍극자 수	$p=2$	부하토크	$T_l=1$
포화 함수	$\ g_r\ = 0.5495 \times \frac{(e^{2\ \psi_r\ } - 1)}{(e^{2\ \psi_r\ } + 1)}$ $\ g_s\ = 0.5495 \times \frac{(e^{2\ \psi_s\ } - 1)}{(e^{2\ \psi_s\ } + 1)}$		

실제 회전자 자속의 초기조건은 미지의 상태값으로 관측자를 통하여 추정한다. 그러므로, 관측자의 회전자속의 초기조건을 $\Psi_m(0) = \Psi_r(0) = 0.1$ 로 정한다. 그리고 다른 상태변수들의 초기조건은 0 으로 설정한다. 본 논문에서는 제어기의 이득값을 다음과 같이 하였다.

$k_{11}=900, k_{12}=60, k_{21}=60, k_{22}=900, \Gamma=2.5$. 기준신호로 $\omega_{ref}(t) = 20 + 10 \sin(4t)$ 와 $|\Psi_{ref}| = 0.8 + 0.2 \sin(\frac{t}{2})$ 를 사용하였을 때

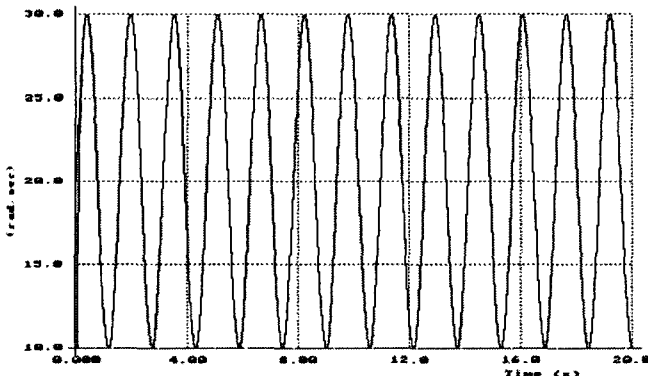


그림 3. 기준신호 $\omega_{ref}(t)$ 와 적응제어에 의한 각속도 $\omega(t)$
 Fig. 3 Comparison of Reference Signal $\omega_{ref}(t)$ and Output Signal $\omega(t)$ with Adaptive Control

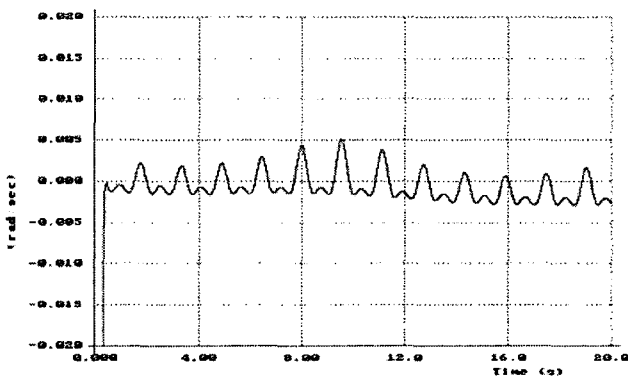


그림 4. 적응제어에 의한 $\omega(t)$ 의 추적 오차
 Fig. 4 Output Signal Tracking error $\omega(t)$ with Adaptive Control

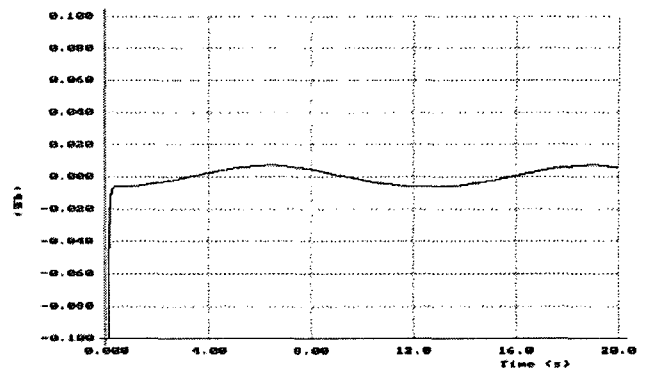


그림 5. 적응제어에 의한 $\psi(t)$ 의 추적 오차
 Fig. 5 Tracking error Flux Signal $\psi(t)$ with Adaptive Control

6. 결 론

본 논문에서는 자기포화를 갖는 인덕션 모터를 적응 입출력 선형화 기술을 사용하여 제어하였다. 제안된 모델은 자기적으로 비선형적인 π 형 모델이다. 일반적으로 사용된 T 형 모델의 회전자와 고정자속 자속을 상태 성분으로 하여 포화 자속 성분을 계산할 수 있는 장점을 이용하였으며, 입출력 선형화 기술에서 추정하지 못한 부하토크를 적응제어 기법을 사용하여 추정하도록 하였다. 적응 알고리즘이 자기포화를 갖는 인덕션 모터에 적용되어 질 수 있음을 모의실험을 통하여 확인할 수 있었다. 그러나 실제 모터를 제어하는데 제한적인 조건이 많이 있어 여러 파라미터를 추정하는 연구가 계속 되어야 할 것이다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2003-0-285) 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986
- [2] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearization control of induction motor," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 38, pp. 208-221, 1993.
- [3] R. Soto and K.S. Yeung, "Sliding-mode control of an induction motor without flux measurement" Proceedings of 27th Annual Meeting of IEEE Industry Applications Society, 1992.
- [4] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Adaptive Output Feedback Control of Current-Fed Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance and Load Torque," Automatica, Vol. 34, pp. 617-624, 1998.
- [5] C. M. Kwan, F. L. Lewis, and K. S. Yeung, "Adaptive Control of Induction Motors without Flux Measurement," Automatica, Vol. 32, pp. 903-908, 1996.
- [6] W. Leonard, Control of Electric Drives. Berlin: Springer-Verlag, 1985.

- [7] C. R. Sullivan, and S. R. Sanders, "Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux path", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 31, No. 4, pp. 907-917, 1995.
- [8] H. A. Abdel Fattah, "Input-Output Linearization of Induction Motors with Magnetic Saturation", Proceedings of the ACC, Chicago, pp. 600-604, June 2000.

저 자 소 개



김도우(金度佑)

1969년 생. 1995년 한양대학교 전기공학과(학사). 1996년 (주)쌍용자동차 근무. 1998년 한양대학교 전기공학과(석사). 2003년 한양대학교 전기공학과(박사), 2001년~현재 대덕대학교 마이크로로봇과 조교수

Tel : 042-866-0336, Fax : 042-866-0347

E-mail : kimdowoo@mail.ddc.ac.kr



이승학(金承學)

1954년 생. 1979년 숭실대학교 전기공학과(학사), 1982년 숭실대학교 전기공학과(석사), 2004년 건국대학교 전기공학과(박사), 1974년~1998년 한전 전력연구원 선임연구원, 1999년~현재 대덕대학 전기과 교수.

Tel : 042-866-0373, Fax : 042-866-0339

E-mail : leeshak@mail.ddc.ac.kr



정기철(鄭基澈)

1962년 생. 1988년 한양대학교 전기공학과(학사). 1990년 한양대학교 전기공학과(석사). 1990년 LG 산전연구소 주임연구원, 2000년 한양대학교 전기공학과(박사), 1993년 ~ 현재 대덕대학 마이크로로봇과 부교수

Tel : 042-866-0375, Fax : 042-866-0347

E-mail : kchung@mail.ddc.ac.kr



김홍필(金洪必)

1955년 생. 1977년 한양대학교 전기공학과(학사). 1984년 한양대학교 전기공학과(석사). 1990년 한양대학교 전기공학과(박사), 1990년~현재 경일대학교 IT계열 컴퓨터제어전기공학부 교수

Tel : 053-743-7234, Fax : 053-850-7602

E-mail : kimhongp@kiuc.ac.kr