

궤환 선형화 및 전류오차를 이용한 유도전동기 비선형 센서리스제어

서강성*, 정삼용**, 정병호*, 이강연*, 조금배*, 백형래*
 *조선대학교, **한국수력원자력(주)

Nonlinear Sensorless Control of Induction Motor by using Feedback Linearization and Current Error

Kang-Sung, Seo*, Sam-Yong Jeong**, Byung-Ho Jung*, Kang-Youn Lee*
 Geum-Bae Cho*, Hyung-Lae Baek**

*Dept. of Electrical Engineering, Chosun University
 ** Korea hydro & Nuclear Power Co.

ABSTRACT

In this paper, author consider the nonlinear control by using feedback linearization for independent control and estimation algorithm such as speed, rotor flux and rotor resistance to achieve sensorless control of induction motor. The dynamic characteristics of the proposed nonlinear control algorithm is verified by simulation.

1. 서 론

전동기를 이용한 속도 제어 분야에서는 주로 직류 전동기가 적용되어 왔으나 1970년대 벡터제어 기법이 소개된 구조의 단순성, 견고성, 유지보수, 비용 등의 측면에서 우수한 유도전동기의 적용이 증가하고 있다^[1,2].

유도전동기 구동시스템의 경우 약계자 영역에서는 인버터 전압을 제한치 이내로 유지하기 위하여 기준 자속을 감소시키는 경우 벡터제어방식은 비선형 보상 회로를 구비하고 있더라도 자속과 토크의 완전한 비간섭제어가 이루어지지 않는다^[3].

따라서 본 논문에서는 전 속도 영역에서 완전한 비간섭제어를 구현하기 위한 방안으로서 궤환선형화 기법에 의한 비선형제어에 대하여 검토하고, Fixed Trace Algorithm^[4]에 의한 파라미터의 변동 보상과 전류오차를 이용한 속도 센서리스 제어 방식을 제안한다.

2. 유도전동기 모델

2.1 유도전동기 모델

농형유도전동기의 경우 회전자 전압이 0이므로 정지 좌표에서 전동기의 전압과 상태변수의 관계는 식 (1)와 같이 나타낼 수 있으며,

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

이를 상태변수의 미분방정식으로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} p i_{ds} &= -a_1 i_{ds} + a_3 \phi_{dr} + a_4 \omega_r \phi_{qr} + b v_{ds} \\ p i_{qs} &= -a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \phi_{dr} + a_3 \phi_{qr} + b v_{qs} \\ p \phi_{dr} &= a_5 i_{ds} - a_7 \phi_{dr} - a_8 \omega_r \phi_{qr} \\ p \phi_{qr} &= a_5 i_{qs} + a_8 \omega_r \phi_{dr} - a_7 \phi_{qr} \\ p \omega_r &= a_9 (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) - a_{10} T_L \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,

$$\begin{aligned} a_1 &= \left(\frac{R_s M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2}, \quad a_4 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \\ a_5 &= \frac{R_r M}{L_r}, \quad a_7 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1, \quad a_9 = \frac{3N^2 M}{2J L_r}, \\ a_{10} &= \frac{N}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

유도전동기 전압모델로부터 유도되는 고정자 자속 및 회전자 자속은 식 (3) 및 (4)와 같다.

$$f_{ds} = \int (V_{ds} - R_s i_{ds}) dt \quad (3)$$

$$f_{dr} = (L_r / L_m) f_{ds} - \sigma L_s i_{ds} \quad (4)$$

유도전동기의 회전자 저항은 회전자 전압식으로부터 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_R = -\frac{p f_{drs} f_{drs} + p f_{qrs} f_{qrs}}{f_{drs} i_{drs} + f_{qrs} i_{qrs}} \quad (5)$$

3. 유도전동기 제어

3.1 벡터 제어

유도전동기 벡터제어는 유도전동기의 비선형성을 보상하여 유도전동기의 선형 모델을 유도하고 회전자 자속 및 토크를 독립적으로 제어하며, 제어기로는 일반적으로 PI제어기가 널리 사용되고 있으며, PI 제어기는 내부 제어루프(전류제어) 및 외부제어루프(자속 또는 속도제어)로 구성한다^[5].

3.1.1 상호결합요소의 보상

유도전동기의 벡터제어 시 d축-q축 및 고정자-회전자 간의 비선형적 상호결합요소를 보상하기 위한 Decoupling 전압식은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} E_{ds}^e &= -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \\ E_{qs}^e &= \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_{dr}^e \end{aligned} \quad (6)$$

3.1.2 PI제어기에 의한 벡터제어

식 (1)의 유도전동기 전압식에 식 (6)의 보상식을 적용하면 유도전동기 고정자 전류와 회전자 자속은 식 (7) 및 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{ds}^e = \frac{V_{ds}^e}{R + p \sigma L_s} \quad (7)$$

$$\lambda_{dr}^e = \left(R_r \frac{L_m}{L_r} \right) / \left(p + \frac{R_r}{L_r} \right) i_{ds}^e \quad (8)$$

식 (7), (8) 및 식 (2)의 속도식(부하토크 무시)과 PI제어기를 이용하면 동기좌표에서 유도전동기 벡터 제어는 그림 1과 같이 간략하게 나타낼 수 있다. 그림에서 인버터는 생략하였다.

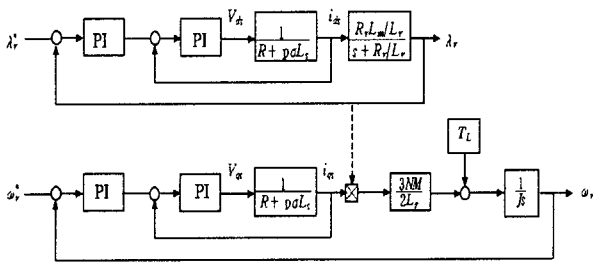


Fig. 1 Vector Control of IM with the cascade PI controllers.

3.2 계환선형화에 의한 비선형제어

유도전동기에 벡터제어는 그림 1과 같이 토크가 회전자 자속 및 q축 전류의 함수로 되어 있어 약계자 영역에서 고정자 전압 제한을 위해 기준자속을 감소시키는 경우 회전자 자속과 속도의 완전한 비간섭 제어가 이루어지지 않는다.

따라서 본 논문에서는 완전한 비간섭 제어를 구현하기 위하여 계환 선형화 기법에 의한 비선형제어에 대하여 검토하고 이의 적용을 제안한다.

3.2.1 계환선형화

계환 선형화 기법에 의한 유도전동기를 선형화 과정은 다음과 같다^[6].

식 (9)와 같은 새로운 제어대상 변수를 선정하고

$$\phi_1(x) = x_3^2 + x_4^2, \quad \phi_2(x) = x_5 \quad (9)$$

식 (10)과 같이 새로운 변수를 정의하면

$$\begin{aligned} z_1 &= \phi_1(x) \\ z_2 &= L_f \phi_1(x) \\ z_3 &= \phi_2(x) \\ z_4 &= L_f \phi_2(x) \end{aligned} \quad (10)$$

유도전동기는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 \phi_1 \\ L_f^2 \phi_2 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서, $L_f^2 \phi_1$ 및 $L_f^2 \phi_2$ 는 리이도함수이이고, D 는 비간섭행렬이다.

$$D = \begin{bmatrix} L_g L_f \phi_1 & L_g L_f \phi_1 \\ L_g L_f \phi_2 & L_g L_f \phi_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (11)으로부터 입력 u 와 새로운 계환입력 v 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1} \left(\begin{bmatrix} -L_f^2 \phi_1 \\ -L_f^2 \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right) \quad (13)$$

3.2.2 PI제어기에 의한 비선형제어

본 논문에서는 과도상태에서의 최대 전류 제한을 위하여 그림 1의 벡터제어와 같이 비선형제어에 PI제어기의 적용을 검토하고 있다.

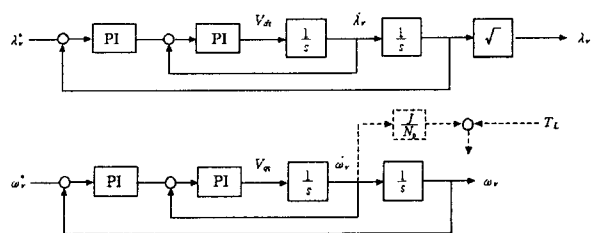


Fig. 2 Nonlinear control with PI controllers.

4. 유도전동기 변수추정

4.1 회전자 저항 추정

유도전동기 회전자 저항식 (6)에 통계학적 속정의 파라미터 식별법의 적용을 검토한다. 다음의 식 (14)는 반복 최소 자승법과 유사한 Fixed Trace Algorithm (FTA)^[4]에 의한 파라미터 식별을 위한 재귀 연산이다.

$$\hat{\theta}[m] = \hat{\theta}[m-1] - F[m](\hat{\theta}[m-1]x[m] - y[m]) \quad (14)$$

식 (14)에서 $F[m]$ 은 식 (15)와 같이 기술되는 이득이다.

$$F[m] = \frac{P[m-1]x[m]}{\lambda + P[m-1]x[m]^2} \quad (15)$$

또한 λ 는 망각 계수(forgetting factor)로 최소자승법에서는 λ 가 일정한 반면 FTA에서는 다음의 식 (16)과 같이 가변적으로 주어진다.

$$\lambda = \frac{1}{1 + \gamma x[m]^2} \quad (16)$$

4.2 회전자 자속 및 속도 추정

그림 3과 같이 상태방정식 및 추정전류 오차를 이용한 회전자 자속 및 속도 추정방법을 제안한다.

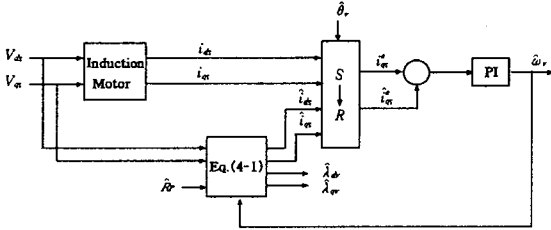


Fig. 3 Speed estimation with current error.

5. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 비선형제어 및 추정 알고리즘에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 전동기 사양이다.

Table 1 Parameters of induction motor

P:1.5[kW], V:220[V], R_s :1.1806[Ω], R_r :1.1712[Ω] L_s :94.84[mH], L_r :94.84[mH], L_m :91.89[mH], J: 0.007[kg.m ²], 정격속도 : 1800[rpm]
--

5.1 비선형제어 동특성

그림 4는 벡터제어에 의해 유도전동기를 ± 3000 [rpm]으로 정역제어한 결과로 회전자 자속의 기준신호를 정격속도 이하에서는 0.4[Wb]로 설정하고 정격속도의 2배에서 0이 되도록 설정하였다.

그림 4에서 정역제어에 따른 과도기간에서 q축 고정자 전류 최대로 일정(10A)하게 유지되고, 토크는 가변되는 특성을 보인다. 시뮬레이션 결과로부터 약제자 영역에서는 회전자 자속과 토크(속도)의 비간섭제어가 이루어지지 않음을 알 수 있다.

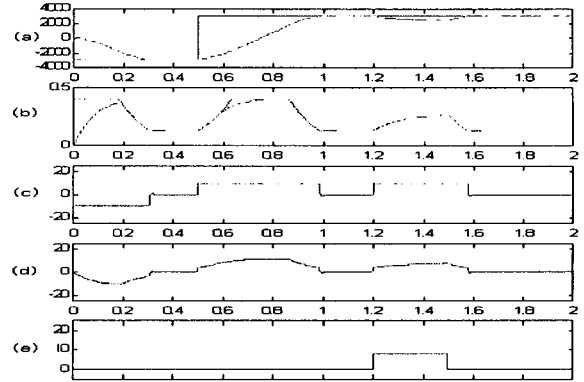


Fig. 4 Dynamics of IM under vector control

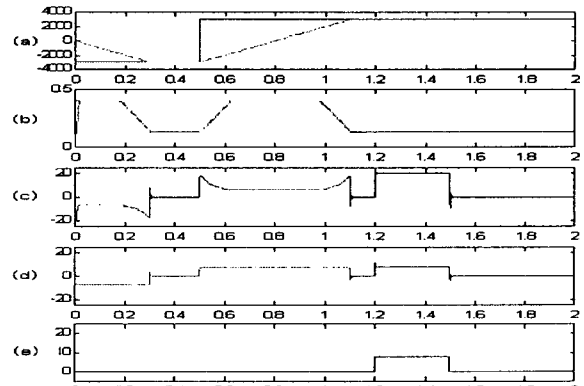


Fig. 5 Dynamics of IM under nonlinear control

그림 5는 비선형제어에 의한 시뮬레이션 결과로 정역제어 기간에서 회전자 자속이 감소되는 영역에서 전류는 역으로 증가되고 토크는 일정한 특성을 보임 즉, 약제자 영역을 포함한 전 속도영역에서 회전자 자속과 토크(속도)의 비간섭제어가 성립됨을 알 수 있다.

5.2 변수추정 및 센서리스 제어

변수추정법을 적용한 센서리스 비선형제어 결과를 그림 6에 나타내었다. 그림 6은 SVPWM 기법의 인버터를 적용한 시뮬레이션 결과로 회전자 자속은 인버터의 포화를 방지하기 위하여 최대 0.3[Wb]로 설정하였고, 회전자 저항을 FTA법에 의해 추정하되 0~0.4초 구간에서는 회전자 저항을 기준값으로 설정하고 0.4초 이후에는 추정된 저항값으로 보상하였다.

참 고 문 헌

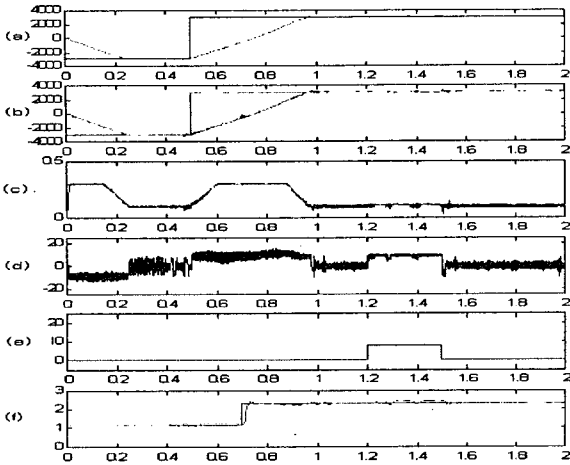


Fig. 6 Nonlinear sensorless control of induction motor

또한 회전자 저항은 0.7초에서 기준값의 200%로 스텝 변경하였다. 시뮬레이션 결과 회전자 저항 추정값이 기준값 근방에서 변동함에 따라 추정값에 노이즈가 함유되어 있으나 자속 및 토크의 비간섭제어는 적절히 유지됨을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 약계자 영역을 포함한 전 속도제어영역에서 완전한 비간섭제어를 구현하기 위하여 궤환선형화에 의한 유도전동기 선형화 모델을 소개하고 PI제어기에 의한 비선형제어를 제안하였으며, 회전자 저항, 회전자 자속 및 속도 추정에 의한 비선형 센서리스 제어를 위한 시뮬레이션 결과를 소개하였다. 제안된 비선형제어의 경우 약계자 영역을 포함하여 전 속도범위에서 자속 및 토크의 완전한 비간섭제어가 유지되었다.

- [1] Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York: Oxford Science Pub., 1998.
- [2] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*, New York: Springer, 1996.
- [3] M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak "High Performance Induction Motor Control via Input-Output Linearization", *IEEE Control Sys*, pp. 25~33, 1994
- [4] K. Akatsu, A. Kawamura, "Sensorless Very Low-speed and Zero-speed Estimations with online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor without Signal Injection", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* Vol. 36, no .3, pp 764~771, 2000.
- [5] 정삼용. "확장된 Luenberger 관측기를 이용한 유도전동기 회전자 자속관측기 설계". 工學博士學位論文, 朝鮮大學校, 2000.
- [6] Alberto Isidori. *Nonlinear Control Systems*, London: Springer, 1995.