

비선형 관측기에 의한 유도전동기 간접 벡터제어

Indirect Vector Control of Induction Motor using Nonlinear Observer

정삼용 이진섭* 서진연** 김동휘** 최연옥*** 조금배***

한국전력공사 *포스콘 **한영공전 ***조선대학교

S.Y.Jeong J.S.Lee, J.Y.Seo, D.H.Kim Y.O.Choi, G.B.Cho

Abstract : Indirect vector control for induction motors requires the use of observers for estimation or observation of rotor flux magnitude and position. In this paper, authors describe the induction motor vector control and introduce a nonlinear observer, named ELO(extended Luenberger Observer), without simulation results as a preliminary work for trial application. Normally, design of nonlinear observer need coordinate transformation and linearization through solving the partial different equation. However, ELO requires minimal solution of nonlinear partial differential equation. Simulation was performed by under the enviroment of Matlab and Simulink without the proposed observer because we are still working.

Simulation was performed with conventional flux observer, a dc-ac inverter modulated by SVPWM technique, a vector controller armed with multiple PI controllers.

I. 서론

유도전동기의 벡터제어(자속기준제어)를 수행하기 위해서는 자속의 크기 및 위치에 대한 정보가 필수적이다. 따라서 간접벡터제어에서는 유도전동기의 분석모델 및 측정된 파라미터와 일반적으로 측정가능한 전류와 같은 변수로부터 전동기의 상태를 예측하고 이를 제어기로 변환하여 원하는 제어를 수행하게 된다.

간접벡터제어에서는 자속을 예측하기 위한 방법으로서는 간이 등가 모델을 이용하여 자속, 슬립 및 토크를 재구성하는 방법이 널리 사용되고 있으나 이러한 경우에는 기동시와 같은 과도상태를 정확히 예측해내기 어렵다. 따라서 전동기의 상태를 보다 정확히 예측 또는 관측하기 위해서는 가능한 한 전차수 관측기의 적용이 바람직하다고 볼 수 있다.

유도전동기의 벡터제어를 위한 전차수 또는 축약 관측기로는 선형의 Kalman filter, Luenberger Observer 형식의 관측기가 널리 사용되고 있는데 이들 관측기의 적용은 과도상태에 대한 보다 정확한 예측을 가능하게 해준다. 그러나 이들 관측기들은 주로 유도전동기가 갖는 비선형에도 불구하고 정상운전상태를 가정한 선형화된 모델을 적용하므로써 과도상태에 대한 예측에 어느 정도 한계를 지니고 있는 것으로 보인다. 따라서 이러한 한계를 극복하기 위하여 최근에는 비선형 관측기로서 EFK(extended Kalman Filter)외에 비선형 상태 관측기(Nonlinear State Observer), 적응관측기(Adaptive Obsever), ELO (extended Luenberger Observer)의 적용 연구가 다수의 저자들에게

의해 수행되었다[1][2][3][4][5].

본 논문에서는 벡터제어에 비선형 관측기를 적용하기 위한 시도로써 ELO를 이용한 자속관측기 설계를 위한 예비 작업으로서 수행한 계산결과를 기술하고 있다.

본 논문에서는 유도전동기의 d-q 모델을 사용하여 시뮬레이션을 통해 벡터 제어를 수행하고 그 결과를 제시하였다. 시뮬레이션에서는 PI제어기와 기존의 간이등가 모델의 관측기를 사용하였다. 또한 전압변조법으로서의 공간벡터 변조기법(SVPWM)을 채택하였으며 Simulink 블록을 이용하여 모의하였다.

II. 시스템 모델링

유도전동기

유도전동기의 모델링은 일반적으로 사용되는 d-q 모델을 사용하였다. 식 (1)과 (2)는 고정자기준 전류방정식이며, (3)과 (4)는 회전자 기준 자속 모델이다.

$$\frac{di_d}{dt} = -\left(\frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)i_d + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \phi_d + \frac{M}{\sigma L_s L_r} w_r \phi_q + \frac{1}{\sigma L_s} v_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\left(\frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)i_q + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \phi_q - \frac{M}{\sigma L_s L_r} w_r \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} v_q \quad (2)$$

$$\frac{d\phi_d}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_d - \frac{R_r}{L_r} \phi_d - w_r \phi_q \quad (3)$$

$$\frac{d\phi_q}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_q + w_r \phi_d - \frac{R_r}{L_r} \phi_q \quad (4)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{N}{J} (T_e - T_L) \quad (5)$$

$$\text{단, } T_e = \frac{3NM}{2L_r} (i_q \phi_d - i_d \phi_q)$$

$$Sl = \frac{w_{sl}}{w_e} = \frac{w_e - w_r}{w_e}$$

$$\sigma = 1 - 1 / [(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)] \approx 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$$

$$Z_s = (R_s + j\omega_e L_s) \cdot \left(1 + j \frac{Slw_e \sigma L_r}{R_r} \right) / \left(1 + j \frac{Slw_e L_r}{R_r} \right)$$

여기서, Sl : 슬립, σ : 누설계수
전동기 모델링시 자속포화 및 시정수변화 효과는 무시하였다.

벡터제어기

유도전동기 벡터 제어는 아나로그 PI제어기를 사용하여 구성하였으며, 역기전력에 의한 커플링을 보상하기 위해 식 (6,7)과 같은 분리회로(decoupling circuits)와 식 (8, 9,10)과 같이 기존의 간이동가모델을 이용하여 토오크, 슬립 및 자속을 예측하였다.

$$V_{dsc}^* = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left(\frac{\omega_r \sigma L_s}{R_s + \sigma L_s s} \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (6)$$

$$V_{qsc}^* = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left(\frac{\omega_r L_s}{R_s + \sigma L_s s} \right) (i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (7)$$

$$\hat{T}_e = |\hat{\Phi}_r| \cdot i_{ds}^* \cdot \frac{L_m}{L_r} \quad (8)$$

$$\frac{d\theta_{sl}}{dt} = w_{sl} = \frac{L_m R_r}{|\hat{\Phi}_r| L_r} i_{qs}^e \quad (9)$$

$$\theta_{sl} = \int w_{sl} dt$$

$$\theta_e = \theta_{sl} + \theta_r \quad (10)$$

공간벡터 펄스폭변조(SVPWM)

인버터 전압변조법으로서 공간벡터 펄스폭변조(space vector pulse width modulation)를 구현하였다. 이 변조 방식은 교번펄스폭변조(SPWM)에 비하여 dc 전원전압의 이용률이 약 15.6% 정도 향상되고, 전류(commutation)수가 33%정도 감소되며, 직교 좌표내에서 3상을 동시에 스위칭시키므로 각 상을 개별적으로 계산하는 다중성이 제거되는 장점이 있다.

변조기법을 식 (11-16)에 나타내었다. 공간전압벡터가 다음과 같이 정의하면,

$$V = V_a + a \cdot V_b + a^2 \cdot V_c \quad (11)$$

$$\text{여기서 } a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

높은 스위칭 주파수에 대하여 기준전압 공간벡터 V^* 는 각 스위칭 기간에 대하여 일정하다고 고려할 수 있으므로 V^* 에 인접한 두 개의 전압 벡터의 on 기간은 V_k 와 V_{k+1} 은 벡터식에 의하여 계산된다.

$$V^* \cdot T_s = V_k \cdot t_k + V_{k+1} \cdot t_{k+1} \quad (12)$$

샘플링주기의 나머지 잔여시간은 영벡터중의 하나에 의해 사용된다.

$$t_0 = T_s - t_k - t_{k+1} \quad (13)$$

식 (14)는 직교 좌표의 d-q성분으로 분해된다.

$$V^* \cdot \cos \gamma \cdot T_s = \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot t_1 + \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot t_2 \cdot \cos 60^\circ \quad (14)$$

$$V^* \cdot \sin \gamma \cdot T_s = \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot t_2$$

$$V^* = \sqrt{V_d^{*2} + V_q^{*2}} \quad (0 \text{ deg} \leq \gamma < 60^\circ) \quad (15)$$

따라서 스위칭 시간은 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned} t_1 &= m \cdot T_s \cdot \sin(60 + \gamma) \\ t_2 &= m \cdot T_s \cdot \sin \gamma \\ t_0 &= T_s - t_1 - t_2 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 변조지수 $m = \frac{\sqrt{3} \cdot V^*}{V_{dc}}$ 이다.

III. 비선형 관측기

비선형 관측기의 표준형(Canonical form)

여기서는 식 (17)과 같은 시불변 비선형 시스템을 고려한다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u), \quad x(0) = x_0 \\ y &= h(x, u) \end{aligned} \quad (17)$$

x : n 벡터, u : m 벡터, y : p 벡터

비선형 시스템의 가관측성 행렬(observability matrix)을 식 (18)에 나타내었다[6],[7].

$$Q(x, u) = [dh_1, L_f(dh_1), \dots, L_f^{n_1-1}(dh_1), \dots, d(h_p), L_f(dh_p), \dots, L_f^{n_p-1}(dh_p)]^T \quad (18)$$

가관측성 행렬은 M. Zeitz의 표기법에 근거하여 리이도 함수로 나타내었다. 여기서 $L_f(dh_j)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$L_f(dh_j) = \left(\frac{\partial(dh_j)^T}{\partial x} f(x) \right)^T + dh_j \frac{\partial f(x)}{\partial x}$$

$$L_f^{n_j}(dh_j) = L_f^{n_j-1} L_f^1(dh_j), \quad (19)$$

$$L_f^0(dh_j) = (dh_j)$$

식 (18)은 각 행(rows)이 서로 선형적으로 독립적인 것이 요구되며, 행렬의 차수는 주어진 시스템의 가관측성 지수(observability indices)에 의존한다. 일반적으로 가관측성 지수는 n_j 와 같이 나타내고 $\sum_{j=1}^p n_j = n$ 인 관계가 있다. 비선형 관측기의 표준형은 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= f(\hat{x}, u) + G(\hat{x}, u^*) \cdot [y - h(\hat{x}, u)] \\ \hat{x}(0) &= \hat{x}_0 \end{aligned} \quad (20)$$

Extended Luenberger Observer

ELO는 extended linearization에 의해 관측기의 오차계를 선형화하는 방법으로 기존의 Luenberger 관측기와 유사한 구조를 갖는다.

표준형 비선형 관측기는 좌표변환에 의해 재구성된 \hat{x} 와 u^* 의 함수인 ($n \times m$)의 이득행렬을 포함한다. 식 (21)과 같은 변환행렬(transformation matrix)을 고려하여 (식 17)의 비선형계는 선형계로 좌표변환이 가능하다.

$$x = W(x^*, u), \quad x^* = W^{-1}(x, u) \quad (21)$$

$$\dot{x} = \frac{\partial W}{\partial x^*} f^*(x^*, u^*) + \frac{\partial W}{\partial u} \dot{u} \quad (22)$$

$$f(x, u) = \frac{\partial W}{\partial x^*} f^*(x^*, u^*) + \frac{\partial W}{\partial u} \dot{u} \quad (23)$$

$$\frac{\partial \bar{W}}{\partial x_i^*}(x, u) = \frac{\partial W}{\partial x_i^*}[W^{-1}(x, u)], \quad i=1 \cdots n \quad (24)$$

식 (24)에 대하여 반복되는 미분방정식을 연산자를 이용하여 표기하면 식 (25,26)의 같다[6][9].

$$ad_{(-f)} \frac{\partial W}{\partial x_i} = \frac{\partial f}{\partial x} \frac{\partial W}{\partial x_i^*} - \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial W}{\partial x_i^*} \right) f \quad (25)$$

$$\frac{\partial \bar{W}}{\partial x_1^*}(x, u) = \frac{\partial h^*}{\partial x_n^*} Q^{-1}(x, u)[0 \cdots 1]^T \quad (26)$$

여기서

$$s_j(x, u) = \frac{\partial \bar{W}}{\partial x_{m_{j-1}+1}^*} \quad (27)$$

을 시작벡터라 하면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{\partial \bar{W}}{\partial x^*} = [s_1, ad_{-f} s_1, \cdots, ad_{-f}^{n_1-1} s_1, ad_{-f}^{n_1} s_1, s_2, \cdots, ad_{-f}^{n_2} s_2, \cdots]$$

$$s_j(x, u) = \frac{\partial h_j^*}{\partial x_{m_j}^*} Q^{-1}(x, u) \quad (28)$$

여기서 $ad_f \partial W / \partial x_i$ 는 "리이 브래킷 (Lie Braket)"이다. 식 (18)과 같은 비선형 관측기의 이득행렬은 식 (29)과 같은 표준형 좌표 \hat{x}^* 로 변환하여 재구성할 수 있다.

$$\hat{x} = E \hat{x}^* - a(\hat{y}, u^*) + \left[\frac{\partial W}{\partial \hat{x}^*} \right]^{-1} g(\hat{x}, u^*) \cdot [h^*(x_m^*, u) - h^*(\hat{x}_m^*, u)] \quad (29)$$

여기서 x^* 은 좌표변환된 성분을 의미한다. $h^{n-1}(y, u)$ 및 $a_j(y, u_j^*)$ 는 비선형 도함수이고, $G^*(\hat{x}^*, u^*)$ 은 이득행렬(gain matrix)로 다음과 같이 나타낸다.

$$f^*(\hat{x}^*, u) = \begin{bmatrix} E_{n_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & E_{n_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1^* \\ \vdots \\ x_n^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_1(y, u_1^*) \\ \vdots \\ a_n(y, u_m^*) \end{bmatrix}, \quad x^*(0) = x_0^*$$

$$y = \begin{bmatrix} h_1^*(x_{n_1}^*, u) \\ h_2^*(x_{n_1}^*, x_{n_2}^*, u) \\ \vdots \\ h_p^*(x_{n_1}^*, \cdots, x_{n_p}^*, u) \end{bmatrix}$$

$$a_j(y, u_j^*) = \begin{bmatrix} a_{m_{j-1}+1}(y, u) \\ \vdots \\ a_{m_j}(y, u) \end{bmatrix}$$

$$g(\hat{x}, u^*) = \left[\frac{\partial W}{\partial \hat{x}^*} \right]^{-1} \begin{bmatrix} G_1(\hat{x}, u_1^*) \\ \vdots \\ G_m(\hat{x}, u_m^*) \end{bmatrix}$$

관측기 오차는 식 (30)과 같이 표현된다. 여기서 식의 차수는 p개의 관측기 오차의 미분방정식에 근거한다.

$$\dot{\hat{x}}_j^* = E_{n_j} \hat{x}_j^* - a_j(\hat{y}, u_j^*) - a_j(y, u_j^*) + g_j^*(\hat{x}, u_j^*) \cdot [h^*(x_m^*, u) - h^*(\hat{x}_m^*, u)] \quad (30)$$

위식으로 표현되는 관측기 오차는 좌표변환에 의해 재구성된 \hat{x}_m^* 에 대하여 extended 선형화를 적용하여

구할 수 있다. 식 (31)의 관측기 오차를 선형 미분방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\hat{x}}_j^* = E_{n_j} \hat{x}_j^* - \left[\frac{\partial a_j}{\partial y} \frac{\partial h^*}{\partial x_m^*} + g_j^* \cdot \frac{\partial h^*}{\partial x_m^*} \right] \cdot \hat{x}_m^*, \quad j=1, \cdots, p \quad (31)$$

이득행렬의 차수도 재구성된 궤적 \hat{x}^* 에 대하여 선형화 (extended Linearization)하여 결정된다. 이득행렬을 배치하고자 하는 극점과 starting vector 및 시스템의 상태방정식과 출력에 대한 리이 브래킷 연산으로 구해지는 이득 벡터의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$g(\hat{x}^*, u^*) = \{ [[\lambda_{11} + \lambda_{12} ad_f^0 s_1 + \cdots + \lambda_{1n_1} ad_f^{n_1-1} s_1 + ad_f^{n_1} s_1], \cdots, [\lambda_{p1} + \lambda_{p2} ad_f^0 s_p + \cdots + \lambda_{pm} ad_f^{n_p-1} s_p + ad_f^{n_p} s_p] \} \cdot \left[\frac{\partial h^*}{\partial x_m^*} \right]^{-1} \quad (32)$$

이득행렬은 다시 식 (28)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다[6].

$$g(\hat{x}, u^*) = \{ [\lambda_1 + \lambda_2 ad_{(-f)} + \cdots + \lambda_n ad_{(-f)}^{n-1} + ad_{(-f)}^n] \times \left[\frac{\partial h^*}{\partial x_n^*}(\hat{x}, u) Q^{-1}(\hat{x}, u) \right] \} / \left\{ \frac{\partial h^*}{\partial x_n^*}(\hat{x}, u) \right\} \quad (33)$$

식 (33)은 표준형관측기와는 달리 ELO는 적분연산을 최소화하고 있음을 알 수 있다.

ELO 설계

앞서 소개한 비선형관측기를 이용하여 유도전동기 상태 관측기의 가관측성 행렬과 이득행렬을 계산하였다. 유도전동기는 식 (1-5)에 나타낸 상태방정식외에 부하토크를 고려하여 6차의 상태방정식으로 구성가능하다.

$$x = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_r, T_L]^T$$

$$u = [V_{ds}, V_{qs}]^T \quad (34)$$

$$y = [i_{ds}, i_{qs}, \omega_r]^T$$

식 (18)과 (34)로부터 가관측성 행렬을 구성하면 식 (35)과 같다.

$$Q(x, u) = \begin{bmatrix} dh_1 \\ L_f(dh_1) \\ dh_2 \\ L_f(dh_2) \\ dh_3 \\ L_f(dh_3) \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4 x_5 & a_4 x_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4 x_5 & a_3 & -a_4 x_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_3 x_4 & a_3 x_3 & a_3 x_2 & -a_3 x_1 & 0 & -a_{10} \end{bmatrix}$$

여기서 계수 a_1, a_3, a_4 는 전류방정식에서 구해지는 각 계수이며, a_9 및 a_{10} 은 속도방정식에서 각각 T_e 및 T_L 항에 대한 계수이다.

식 (35)은 정칙행렬이므로 각 행은 서로 선형적으로 독립이다. 따라서 비선형 제어 또는 관측 이론에 의거하면 식 (35)은 가관측하다. 가관측성 행렬은 상태변수 및 출력벡터의 수에 따라 다르게 선정할 수 있는데 위식은 3개의 출력벡터에 대하여 0차 및 1차의 리이 도함수를 계산하여 구성하였다. 참고로 출력벡터를 i_{ds} 및 i_{qs} 로 제한하는 경우에는 각각의 출력벡터에 대해 2차의 리이 도함수를 계산하여야하므로 가관측성 행렬이 상당히 복잡해진다. 식 (35)의 역행렬을 식 (36)에 나타내었다.

$$Q(x, u)^{-1} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D & 0 & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & -k_3x_5 & -k_4x_5 & m_{35} & 0 \\ k_3x_5 & k_4x_5 & k_1 & k_2 & m_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D & 0 \\ m_{61} & m_{62} & m_{63} & m_{64} & m_{65} & m_{66} \end{bmatrix} \quad (36)$$

여기서 $D = a_3^2 a_{10} + a_4^2 a_{10} x_5^2$, k_c 는 상태변수를 포함하지 않는 상수들이고 m_{yy} 는 상수와 상태변수로 이루어진 수식들이다. 이들 값을 부록 1에 나타내었다.

식 (36) 또한 정칙이며, 이의 행은 서로 선형독립이다. 식 (34) 및 (36)으로부터 가관측성 지수는 각각 $n_1 = 1, n_2 = 1, n_3 = 1$ 임을 알 수 있다. 따라서 가관측성 행렬은 출력 h_1, h_2, h_3 에 대하여 각각 1개의 극점과 $n = 1$ 까지의 이득행렬의 계산을 필요로 한다. 앞서 기술한 수식들을 이득행렬을 구하면 식 (38)과 같다. 이때 starting vector는 역행렬계산시 구해지는 가관측성 행렬의 determinant를 취하였다.

$$\frac{\partial \bar{h}_1^*}{\partial x_2^*} = \frac{\partial \bar{h}_2^*}{\partial x_1^*} = \frac{\partial \bar{h}_3^*}{\partial x_6^*} = D \quad (37)$$

이득 행렬은 다음과 같다.

$$g_1 = \{p_1 * s_{11} + s_{12}\} / D \quad g_2 = \{p_2 * s_{21} + s_{22}\} / D \\ g_3 = \{p_3 * s_{31} + s_{32}\} / D \quad (38)$$

여기서

$$s_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ D \\ k_2 \\ k_4x_5 \\ 0 \\ m_{62} \end{bmatrix}, \quad s_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -k_4x_5 \\ k_2 \\ 0 \\ m_{64} \end{bmatrix}, \quad s_{31} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_{66} \end{bmatrix}$$

$$s_{12} = \begin{bmatrix} k_2a_3 + k_4x_5^2 \\ -a_3k_2 + k_4x_5 \\ -a_5k_2 - k_4x_5^2 \\ (a_7 - a_5)k_4 + (k_2 - k_4)x_3 - (a_5k_4 + k_4)x_5 \\ a_9k_2x_2 - a_9x_1x_4x_5 + a_{10}m_{61} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$s_{22} = [0 \ 0 \ -k_4x_5 \ k_2 \ 0 \ m_{64}] \\ s_{33} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

이상과 같이 식 (20)의 비선형 관측기의 이득행렬을 계

산하였다.

IV. 시뮬레이션

시뮬레이션은 앞서 제안한 비선형관측기를 포함하지 않고 수행하였다.

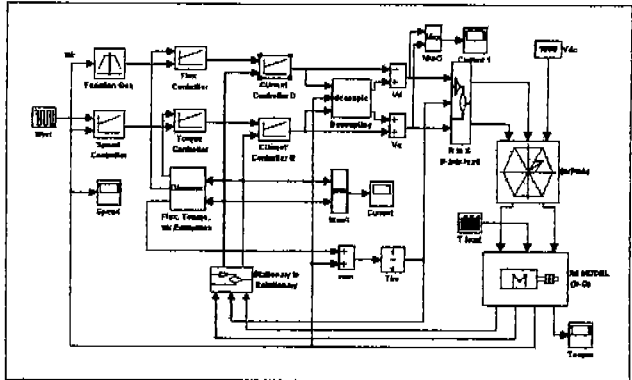


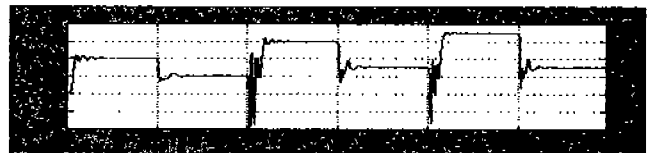
그림 1. 시뮬레이션을 위한 simulink 구성도

공간벡터변조의 출력파형을 그림 2에 나타내었다. 변조 방식으로는 계산된 시간이 각 샘플링 시간동안 일정하다고 가정하고, 샘플링시간에 각각의 계산된 시간을 더하고 샘플링시간과 동일한 주기의 삼각파캐리어를 샘플링 주기에 합성하여 비교하는 방식으로 구성하였다.

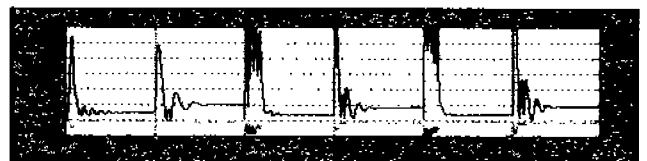


그림 2. 공간벡터변조 출력

그림 3은 PI 제어기를 이용하여 전동기의 속도가변시의 속도 및 전류파형이다.



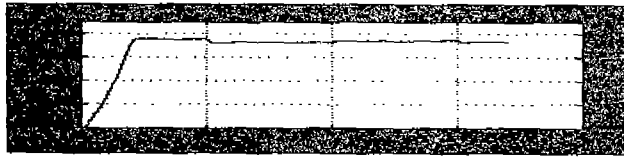
(a) 속도가변제어(교대전압인가)



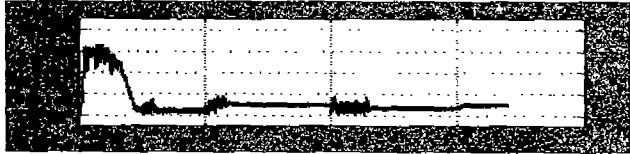
(b) 전동기 출력전류(d-q축)

그림 3. 전동기의 속도변화시 응답파형

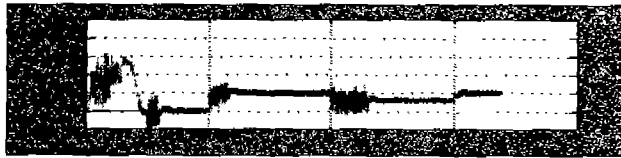
그림 4는 전동기의 부하토크를 가변시킨 경우의 속도와 전류 및 토크의 응답파형이다.공간벡터변조기법을 이용한 인버터의 출력을 필터링하지 않고 제어기로 제환하였을 경우의 응답파형이다.



(a) 속도응답파형



(b) 전류



(c) 토크

그림 4 부하토크 가변시 응답파형

시뮬레이션은 그림 1과 같이 다단 PI 제어기를 이용하였다. 여기에서 사용된 PI 제어기의 설정값을 부록2에 기술하였다.

V. 결론

앞서서 유도전동기가 지니고 있는 비선형성에 대한 보상과 과도상태에서의 응답특성 개선등의 목적으로 비선형 관측기의 적용을 제안하고, ELO형식의 비선형 관측기를 적용하기 위한 예비작업으로서 비선형시스템의 가관측성 행렬과 이득행렬의 계산결과를 제시하였다. 그러나 제안한 비선형관측기의 이득행렬의 산정방식이 유도전동기 벡터제어에 적합한지를 판별하기 위해서는 모의시험을 통한 검증이 필요하다고 판단된다.

더불어 기존의 관측기를 이용한 벡터제어모의시험 결과를 제시하였으며, Simulink 패키지를 이용한 공간벡터 변조방식에 대한 예를 제시하였다.

부록 1. 식 (44)의 역 가관측성행렬의 계수

$$\begin{aligned}
 k_1 &= a_1 a_3 a_{10}, & k_2 &= a_3 a_{10}, \\
 k_3 &= a_1 a_4 a_{10}, & k_4 &= a_4 a_{10}, \\
 k_5 &= a_3^2 a_{10}, & k_6 &= a_4^2 a_{10}, \\
 k_7 &= a_3 a_4 a_{10}, & k_8 &= a_3 a_4 a_9, \\
 k_9 &= a_1 a_3 a_9, & k_{10} &= a_3^2 a_9, \\
 k_{11} &= a_1 a_4 a_9, & k_{12} &= a_4^2 a_9, \\
 k_{13} &= a_3 a_9, & k_{14} &= a_4 a_9, \\
 k_{15} &= a_3^2, & k_{16} &= a_4^2
 \end{aligned}$$

$$D = k_5 + k_6 x_5^2$$

$$\begin{aligned}
 m_{35} &= -k_7 x_4 & -k_6 x_3 x_5 \\
 m_{45} &= k_7 x_3 & -k_6 x_4 x_5 \\
 m_{61} &= k_9 x_2 & -k_{10} x_4 & -k_{11} x_1 x_5 & +k_{12} x_4 x_5^2 \\
 m_{62} &= k_{13} x_2 & -k_{14} x_1 x_5 \\
 m_{63} &= -k_9 x_1 & +k_{10} x_5 & -k_{11} x_2 x_5 & +k_{12} x_3 x_5^2 \\
 m_{64} &= k_{13} x_1 & -k_{14} x_2 x_5 \\
 m_{65} &= -k_8 x_1 x_3 & +k_8 x_2 x_4 & -k_{12} x_2 x_3 x_5 & +k_{12} x_1 x_4 x_5 \\
 m_{66} &= -k_{15} & -k_{16} x_5^2
 \end{aligned}$$

부록 2. 전동기 파라미터 및 PI 제어기 이득

전동기 출력 : 1.5kw	전동기 전압 : 480Vac
고정자 저항 : 5.6Ω	회전자 저항 : 4.6Ω
고정자 인덕턴스: 0.831 H	회전자 인덕턴스 : 0.833 H
상호 인덕턴스: 0.809 H	속도제어기 : Kp = 1
자속제어기: Kp=5, Ki=15	토크제어기: Kp=5, Ki=15
전류제어기: Kp=2, Ki=30	

참고문헌

1. Y. R. Kim, S. K. Sul, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter" IEEE Trans. on Industrial Appl. Vol. 30, no. 5, Sept. 1994
2. T. Orłowska-Kowalska, " Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time constant estimation in induction motor drives" IEE proceeding, Vol. 136, Pt> D. No. 6, Nov. 1989
3. T.Du, et al. , " Design and application of extended Luenberger observer for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives" , IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 142, no 2, march, 1995
4. R. Marino, et. al, "Adaptive Observer for Induction Motors with Unknown Rotor Resistance" IEEE, CD-ROM,1994
5. C. Manes, et. al. " DSP based Field-oriented Control of Induction Motor with a Nonlinear State Observer", IEEE CD-ROM, 1996. M. Zeitz, " Extended Luenberger observer for non-linear multivariable systems", INT. J. Control, Vol. 47, No. 6, 1823-1836, 1988
7. W. Leonard "Control of Electric Drives", Springer, 1996
8. J. H. Jung, et al, " PI type decoupling control schemes for high speed operation of Induction motors", IEEE CD Rom, 1997
9. X.H.Xia, W.B. Gao, " Nonlinear observer design by observer error linearization", SIAM. J. Control and Optimization, Vol 27, no 1, 199-216, 1989