

관측기를 이용한 유도전동기의 센서리스 벡터제어에 관한 연구

이정민, 홍순일, 윤정환  
부경대학교 전기공학과

A Study on Sensorless Vector Control of Induction Motor using the Observer

Lee Jeong-Min, Hong Soon-Il, Yoon Jeong-Hwan  
Pukyung National University

**Abstract** - 본 연구의 목적은 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초하여 속도 센서리스 벡터제어를 구현하는 것이다. 속도센서리스 벡터제어에서 속도추정 방법은 관측기에서 얻은 상태량을 취하는 MRAS 방법이 제안 되고 있지만 이득정수의 조정을 행하여야 하는 결점을 가지고 있다. 본 논문에서는 속도추정은 관측기 이론에 기초하여 2차자속 관측기와 전류센서에서 검출한 전류값으로 행하는 새로운 속도 추정법을 이용한 제어 알고리즘을 제안한다. 그리고 제안한 방법이 본 연구에 있어서 사용한 자계방향 벡터제어 시스템의 실현에 가능성이 있음을 시뮬레이션으로 검토하고 실제로 시스템을 구현하여 센서리스 속도제어를 달성 하였다.

1. 서 론

최근, 교류전동기는 직류전동기와 같은 제어성능을 주는 벡터제어가 개발되어 교류전동기를 제어 액추에이터로 사용하게 되었다[1, 2, 3]. 그러나 벡터제어를 행하기 위해서는 속도센서가 필요로 하고 시스템의 구성에서 속도센서의 설치는 외형의 대형화, 가격증가, 신호선에 의한 노이즈 발생 등으로 제약을 받는다. 이러한 이유로 벡터제어는 시스템의 간소화, 범용화, V/F제어의 고성능화, 저속 회전에서의 안정화 등의 요구에 따라 속도센서가 없는 벡터제어의 필요성이 증가하고 있다[4].

본 연구의 목적은 서보제어 시스템에서 유도전동기를 액추에이터로 사용하기 위하여 벡터제어 이론에 기초한 센서리스 벡터제어 시스템을 구현하는 것이다.

유도 전동기의 속도 센서리스 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어지는 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해서 벡터제어를 행하는 것이다. 현재 속도 추정 방법은 많이 발표되고 있고 그 중에서 유력한 한 방법이 모델규범 시스템(MRAS: Model Reference Adaptive System)을 이용한 것이 있다. 그러나 이 방법은 벡터제어의 상태량에 기초하여 속도추정을 행하므로 이득정수의 조정을 행할 필요가 있고 그것의 결정이 어려운 결점을 가지고 있다.

2. 센서리스 벡터제어 이론

여기서는 자계 방향형 벡터제어 원리를 이용한다.

2.1 2차 자속 상태관측기

유도전동기 회전자 자표(γδ)상에서 본 1차전류, 2차자속은 식(1)이 되고 고정자 좌표상에서 본 상태방정식은 식(2)이다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{i}_s^* \\ \dot{\phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma L_s} & \omega_0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma L_s} & -\frac{\omega M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_s^* \\ \phi_r \end{pmatrix}$$

$$+ \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_n \\ v_n^* \\ 0 \end{pmatrix} \tag{1}$$

$$P \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s \tag{2}$$

단,  $i_s = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix}$ ,  $\phi_r = \begin{pmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix}$ ,  $v_s = \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix}$

$A_{11} = a_{n1}I$ ,  $A_{12} = a_{n1}I + a_{n2}J$ ,  $B_1 = b_1I$

$A_{21} = a_{r1}I$ ,  $A_{22} = a_{r2}I + a_{r2}J$

$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ ,  $J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$

$a_{n1} = -\frac{R_s}{\rho L_s} - \frac{1-\rho}{\rho \tau_r}$ ,  $a_{n2} = -\frac{1}{\tau_r}$ ,  $a_{r1} = \frac{\omega_r}{\rho}$ ,  $b_1 = \frac{1}{\rho L_s}$

$a_{r2} = \frac{M}{\tau_r}$ ,  $a_{r2} = -\frac{1}{\tau_r}$ ,  $a_{r2} = \omega_r$ ,  $\rho = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$

$\tau_r : (= \frac{L_r}{R_r})$  2차 시정수

식(2)에서 상태변수를 추정하기 위한 자속 관측기는 다음 식과 같이 구성한다.

$$P \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s^* + G(\hat{i}_s - i_s) \tag{3}$$

관측기 이득 :  $G = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{pmatrix}^T$

$g_1 = (k-1)(a_{n1} + a_{r2})$ ,  $g_2 = (k-1)a_{r2}$

$g_3 = (k^2-1)(a_{r2} - \rho a_{n1}) + \rho g_1$ ,  $g_4 = \rho g_2$

식(3)에서 파라미터 오차의 영향을 낮게 하기 위해서 관측기의 극은 회전수에 대응하여 변화시켜야 한다.

위의 식과 같이 관측기 이득을 취하면 관측기 극의 실수부는 유도전동기 고유값의 실수부의 k배로 되고 추정값의 수렴은 확실히 빠르게 된다. 이 관측기에 의해 2차자속 벡터의 크기와 위상이 분리되고 dq 좌표계와 γδ 좌표계 사이에 성립되는 변환행렬의 각 요소를 결정할 수 있다.

2.2 비간섭 제어

γ축 2차자속 크기 φ<sub>r</sub>를 비간섭 제어하기 위해서는 그 간섭분을 피드백 보상하고 v<sub>n</sub>를 다음과 같이 준다.

$$v_n = v_n' - \omega_0 \sigma L_s i_s^* \tag{4}$$

v<sub>n</sub>' : γ축 1차전압의 비간섭분

식(4)에서 δ축상의 상태변수에 간섭을 받지않는 다음과 같은 식을 얻는다.

$$P \begin{pmatrix} i_{\gamma} \\ \phi_{\gamma} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_r L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma} \\ \phi_{\gamma} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{pmatrix} v_{\gamma} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

식(5)는 선형 정수 상태방정식이고  $i_{\gamma}$  및  $\phi_{\gamma}$ 은  $v_{\gamma}$ 로 제어하는 것이 가능하다.

$\delta$ 축 1차전류크기의 비간섭 제어법은 아래와 같이 한다. 식(1)의 2행과 식(2)의 관계를 사용하여  $\omega_r$ 를 소거하면 다음 식과 같이 된다.

$$P i_{\delta} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{\delta} - \frac{\omega_0 \phi_{\gamma}}{\sigma L_r} + \frac{v_{\delta}}{\sigma L_r} \quad (6)$$

$$\phi_{\gamma} = L_r i_{\gamma} + M i_{\gamma} : \gamma\text{축 1차자속}$$

따라서,  $\gamma$ 축에서  $\delta$ 축으로의 간섭분은  $\gamma$ 축 1차자속에 의한  $\gamma\delta$ 축 속도기전력  $\omega_0 \phi_{\gamma}$ 이다. 비간섭 제어로 하기 위해서는  $\omega_0 \phi_{\gamma}$ 를 피드백 보상하고  $v_{\delta}$ 를 다음 식 같이 된다.

$$v_{\delta} = v'_{\delta} + \omega_0 \phi_{\gamma} \quad (7)$$

$$v'_{\delta} : \delta\text{축 1차전압의 비간섭분}$$

결국,  $\phi_{\gamma} = \sigma L_r i_{\gamma} + \frac{M}{L_r} \phi_{\gamma}$ 을 이용하여  $i_{\gamma}$ 와  $\phi_{\gamma}(=\phi'_{\gamma})$ 을 검출하는 것 처럼 연산으로 구하는 것이 가능하다. 따라서 다음 식에서  $i_{\delta}$ 은  $v'_{\delta}$ 만으로 제어 할 수 있는 것을 알 수 있다.

$$P i_{\delta} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{\delta} + \frac{v'_{\delta}}{\sigma L_r} \quad (8)$$

전류제어는 자기식 전류센스에 의해 검출하고 피드백 하여 아래 식과 같이 전압으로 제어한다.

$$v'_{\gamma} = R_r i'_{\gamma} + K_{\gamma}(i'_{\gamma} - i_{\gamma}) \quad (9)$$

$$v'_{\delta} = R_r i'_{\delta} + K_{\delta}(i'_{\delta} - i_{\delta}) \quad (10)$$

자속제어는 자속지령  $|\phi_{\delta}|^*$ 과 자속과의 오차를 PI제어 하고 식(11)에서 자속 전류지령  $i'_{\delta}$ 을 결정한다.

$$i'_{\delta} = K_{\phi}(|\phi_{\delta}|^* - |\hat{\phi}_{\delta}|) + K_{\phi} \int (|\phi_{\delta}|^* - |\hat{\phi}_{\delta}|) dt \quad (11)$$

$K_{\phi}$ ,  $K_{\phi}$ : 자속 피드백 이득

속도제어는 속도지령  $\omega_r^*$ 과 속도와의 오차를 PI제어 하고 식(12)에서 토크 전류지령  $i'_{\delta}$ 를 결정한다.

$$i'_{\delta} = K_{\omega}(\omega_r^* - \omega_r) + K_{\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (12)$$

$K_{\omega}$ ,  $K_{\omega}$ : 속도 피드백 이득

또, 토크 전류지령의 최대값을 제한하여 가감속시에 전동기에 공급되는 전류의 최대값이 제한되고 과전류에 대한 인버터와 전동기를 보호한다.

따라서, 가감속시에는 토크를 일정 제어한다.

### 2.3 속도 추정법

전동기의 회전속도는 슬립주파수의 개념에 기초하여 가관측한 상태량을 이용하여 추정한다. 자속 관측기에 의해 추정되는 자속 미분값  $\begin{pmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{pmatrix}$ 와 자속  $\begin{pmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{pmatrix}$ 에서 전위 각주파수  $\hat{\omega}_0$ 가 식(13)같이 구해진다.

$$\hat{\omega}_0 = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}} \quad (13)$$

$$= \frac{\hat{\phi}_{qr} \hat{\phi}'_{dr} - \hat{\phi}'_{qr} \hat{\phi}_{dr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}$$

$\hat{\omega}_r$ 에 대하여 식(14)을 얻는다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_0 - \hat{\omega}_s$$

$$= \frac{\hat{\phi}_{qr} \hat{\phi}'_{dr} - \hat{\phi}'_{qr} \hat{\phi}_{dr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{\hat{\phi}_{dr} i_{\gamma} - \hat{\phi}'_{qr} i_{\delta}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (14)$$

따라서, 추정한 상태량(2차자속)과 검출한 상태량(1차전류)에서 회전속도를 추정할 수 있다.

### 2.4 시뮬레이션

시뮬레이션은 지금까지 구한 센서리스 벡터제어 원리에 기초하여 시스템을 구성하고 표1은 전동기의 파라미터를 나타내었다. 여기서 유도전동기의 회전속도는 자속 관측기에 의해 추정되는 자속 미분값과 자속에서 전위 각주파수가 얻어지고 전동기 회전 각속도가 연산된다.

표 3.1 유도전동기의 파라미터

정격속도	3000(rpm)	$R_s$	5.86[Ω]
정격전압	120(V)	$R_r$	5.30[Ω]
정격전류	2.0(A)	$L_s$	0.146[Ω]
$J$	$7.546 \times 10^{-5}$ [Nms <sup>2</sup> ]	$L_r$	0.164[Ω]
$D$	$1.310 \times 10^{-5}$ [Nms]	$M$	0.134[Ω]

시뮬레이션 실험에서 속도지령  $\omega_r^* = 1200$ (rpm), 자속 전류지령  $i'_{\gamma} = 1$ [A], 토크 전류지령  $i'_{\delta}$ 의 제한은  $\pm 1$ [A]로 하여 실험하였다. 이 경우 1차전류 벡터의 크기는 1 [A],  $|\phi_{\delta}|^* = 0.143$ [A],  $M i'_{\gamma} = 0.143$ [A]이다.

그림1은  $\omega_r^* = 1200$ (rpm), 자속 전류지령  $i'_{\gamma} = 1$ [A], 토크 전류지령  $i'_{\delta}$ 의 제한은  $\pm 1$ [A]로 하여 실험한 결과를 나타낸다.

그림에서 속도 추정값은 어느 정도의 범위에서 오차가 발생하고 있지만 실측값은 매우 안정적이다. 이 결과에서 제안한 속도 추정법을 이용한 센서리스 벡터제어 시스템은 실용성이 가능함을 알 수 있다.

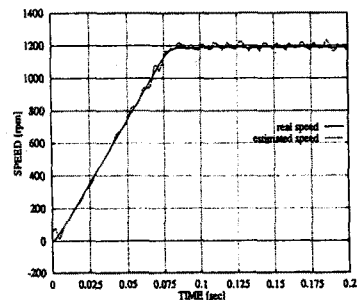


그림1 전동기의 속도 응답

그림2는 관측기의 극  $k$ 를  $k = 1.2 \sim 1.7$  까지 변화시킬 때 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. 속도응답이 어느 경우나 안정한 것은 없지만  $k = 1.5$ ,  $k = 1.6$ 이 이 중에서 제일 안정되고 있는 것을 알 수 있다.

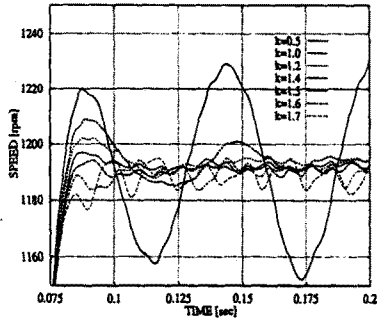


그림 2 k에 따른 속도 응답

### 3. 결 론

자계방향 벡터 제어에 기초하여 속도 센서리스 벡터 제어 알고리즘을 도출하여 제어시스템을 구성하였다. 제안한 시스템에서 시뮬레이션을 통하여 실험한 결과 속도 센서리스 벡터제어를 달성할 수 있었고 다음을 알 수 있었다.

- 1) 전류센서의 자기 히스테리시스 특성 때문에 측정 오차가 발생하였고 이것의 보상을 위한 전류센서 자신을 개선이 필요하다.
- 2) 2차저항  $R_2$ 의 오차가 직접  $\hat{\omega}_r$ 의 추정값에 관계되는 것을 실험으로 알 수 있다. 따라서 전동기 상태방정식에 기초하여 속도 추정과 2차저항의 설정 오차 보상을 동시에 행하는 것은 이론적으로 불가능하므로 2차저항 설정값의 보상 방법이 필요하다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貢規, 誘導電動機のパラメータ適應2次磁束 オブザーバ의 改善と安定性の 證明, 91' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p.527, 1991
- [2] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貢規, 適應2次磁束オブザーバ의 誘導電動機 速度推定への 應用, 電學論, D110, p.954, 1991
- [3] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗 同定機能付 誘導機速度 센서리스ベクトル制御, 電學論, D111, p.945, 1993
- [4] 田島廣一, 海野孝治, 堀洋一, 誘導機의 速度 센서리스 磁界オリエンテーション 制御의 實現, 92' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p.555, 1992