

2차 자속관측기를 이용한 자계 Orientation 형 유도전동기
센서리스 벡터제어

홍순일, *손익식, 이동철
부경대학교

Induction Machine Sensorless Vector Control typed by the Field Orientation
Using 2 order Flux Observer

S.I.Hong, *E.S.Son, D.C.Lee
Pukyong National University

Abstract -The study of the vector control of the induction machine without speed sensor is going on and there are the adaptive performance method to use the flux observer.

This study is to make the vector control without the speed sensor based on the flux oriented reference vector control theory.

This paper proposes the new speed follow-up method to deduce the current value in the current sensor and the 2 order flux observer based on the observer theory and examine the possibility to realize the flux oriented vector control system using the simulation in this proposed method of this study.

높은 문제점이 있다.

유도 전동기의 속도 센서리스 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어지는 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해서 벡터제어를 행하는 것이다. 현재 속도추정 방법은 모델규범 시스템을 이용한 것이 있지만 이 방법은 벡터제어의 상태량에 기초하여 속도추정을 행하므로 이득정수의 조정이 필요하고 그것의 결정이 어려운 결점이 있다.

본 연구에서 행하는 자계방향형 벡터제어는 2차 자속 벡터를 검출하고 위상 θ_0 에서 $\gamma-\delta$ 좌표 변환을 행하여 제어한다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있기 때문에 본 연구에서는 자계방향형 벡터제어를 기본으로 센서리스 벡터제어에 관하여 연구한다.

1. 서 론

벡터제어는 교류 전동기에 흐르는 1차전류의 벡터를 회전자계 좌표계에서 여자성분 전류 벡터와 토오크성분 전류 벡터로 분해하여 독립으로 제어하는 것이다.

현재 유도전동기의 속도센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있고 그 한 방법으로 자속관측기를 이용한 적응동정에 의한 방법이 있다. [1, 2] 그러나 이 방법은 이득정수의 조정이 필요하고 이 이득의 결정이 어려운 결점이 있다.

슬립주파수형 벡터제어는 연산된 전원 각주파수를 적분하여 2차자속 벡터의 위상을 구하고 좌표 변환을 행하여 토오크를 제어하는 것으로 비교적 실현하기 쉽다. 그러나 이 방법은 전동기 운전시에 발생하는 온도에 의해 변동하는 2차 저항에 대한 감도가

2. 전동기 모델과 2차자속 관측기

2.1 전동기 모델

유도전동기 d-q 좌표 상에서 상태방정식은 1차 전류와 2차자속을 상태변수로 취하면 식 (1)이 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s \quad (1)$$

$$\text{단, } i_s = (i_{ds} \ i_{qs})^T, \ \phi_r = (\phi_{dr} \ \phi_{qr})^T$$

$$v_s = (v_{ds} \ v_{qs})^T$$

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

$$A_{11} = -[R_s / (\sigma L_s) + (1 - \sigma) / (\sigma \tau_r)]$$

$$A_{12} = -1/\rho[(1/\tau_r)I - w_r J]$$

$$A_{21} = (M/\tau_r)I \quad A_{22} = -(1/\tau_r)I + w_r J$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s)I, \quad \sigma = 1 - M^2/(L_s L_r).$$

$$\tau_r = L_s/R_r, \quad \rho = -(\sigma L_s L_r)M$$

R_s, R_r : 1, 2차 저항, L_s, L_r : 1, 2차 자기인덕턴스, M : 상호인덕턴스, ω_r : 회전각속도

2.2 2차자속 관측기

식(1)에서 2차자속을 추정하기 위한 1차원 관측기를 이용하면 식(2)가 된다.

$$p \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s^* + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (2)$$

여기서, G 는 관측기 이득, *는 지령값, \hat{x} 는 상태변수 및 파라미터 추정치이다.

관측기 극은 회전수에 대응하여 변화시켜야 하고 유도전동기 고유극의 k 배가 되도록 관측기 이득을 결정한다.

이 관측기를 사용해서 dq 좌표계와 $\gamma\delta$ 좌표계 사이에 성립되는 변환행렬의 추정치는 식(3)에 의해 결정할 수 있다.

$$|\hat{\phi}_s| = \sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (3)$$

3. 속도 추정법

유도전동기의 회전속도는 슬립 주파수의 개념을 가지고 가관측 상태량, 2차자속과 검출한 전류를 이용하여 추정한다

자속 관측기에서 추정한 자속과 그 미분치에서 전원각 주파수는 식(4)이다

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_0 &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}} \\ &= \frac{\hat{\phi}_{qr} \dot{\hat{\phi}}_{dr} - \dot{\hat{\phi}}_{qr} \hat{\phi}_{dr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \end{aligned} \quad (4)$$

또, 슬립 각주파수 $\hat{\omega}_s$ 는 발상 토크 \hat{T} 에 비례하므로 식(5)이 된다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_s &= \frac{R_r}{|\hat{\phi}_r|^2} \hat{T} \\ &= \frac{R_r}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \hat{T} \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 회전 각주파수는 $\hat{\omega}_s$ 는 추정한 자속과 검출한 전류에서 식(6)이 된다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= \hat{\omega}_0 - \hat{\omega}_s \\ &= \frac{\hat{\phi}_{qr} \dot{\hat{\phi}}_{dr} - \dot{\hat{\phi}}_{qr} \hat{\phi}_{dr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{\hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \end{aligned} \quad (6)$$

4. 시스템의 구성

전동기 속도제어 시스템은 DSP(TMS 320), D/A 컨버터, 및 A/D 컨버터로 구성한다. Fig. 1은 관측기 이론에서 구한 자속과 전류 피드백을 받아 DSP내에서 센스리스 벡터제어를 행하는 블록선도이다.

센스에서 검출한 전류는 12비트 A/D컨버터를 통하여 DSP에 입력되고 연산 알고리즘에 따라 DSP에서 연산되어 전압 지령치 발생한다. 샘플링 주기는 50(μ s)이다. 이 샘플링 주기 내에 관측기에 의한 속도추정, 지령전압의 연산을 행한다. 이 경우 전압 지령치는 비간섭 제어규칙을 이용하여 연산하고 자속의 오차를 추정하는 자속 제어도 행한다.

4.1 센스리스 벡터제어

◆ γ 축 1차전류와 2차자속 크기의 비간섭 제어는 식(7)과 같다

$$v'_{\gamma s} = v'_{\gamma s} - \omega_0 \sigma L_s i_{ds} \quad (7)$$

여기서, $v'_{\gamma s}$: γ 축 1차전압의 비간섭분이고 $\omega_0 \sigma L_s i_{ds}$ 는 피드백 보상하는 것이다

δ 축 1차전류 크기의 비간섭제어는 $\omega_0 \phi_{\gamma s}$ 를 피드백 보상하여 $v_{\delta s}$ 를 식(8)과 같이 준다.

$$v_{\delta s} = v'_{\delta s} + \omega_0 \phi_{\gamma s} \quad (8)$$

여기서 $v'_{\delta s}$ 는 δ 축 1차전압의 비간섭분이다.

◆ 전류제어는 피드백하여 식(9), (10)와 같이

PI 제어한다.

$$v_{rs}^* = R_s i_{rs}^* + K_{rs} (i_{rs}^* - i_{rs}) \quad (9)$$

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* + (K_{ds} (i_{rs}^* - i_{rs})) \quad (10)$$

◆자속 제어는 식 (11)과 같이 PI 제어한다

$$i_{rs}^* = K_{\phi s} (|\phi_{r1}^*| - |\hat{\phi}_{r1}|) + K_{i\phi} \int (|\phi_{r1}^*| - |\hat{\phi}_{r1}|) dt \quad (11)$$

◆속도 제어는 식(12)와 같이 PI제어한다

$$i_{ds}^* = K_p (\omega_r^* - \omega_r) + K_i \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (12)$$

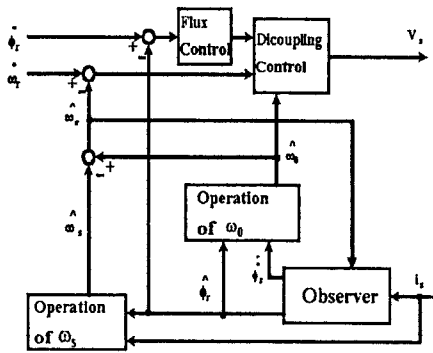


Fig.1 Block diagram of speed sensorless control

5. 시뮬레이션 실험결과

시뮬레이션은 $\omega_r^* = 1200(\text{rpm})$, 자속 전류지령 $i_{rs}^* = 1[\text{A}]$, 토크 전류지령 i_{ds}^* 의 제한은 $\pm 1[\text{A}]$ 로 하였다.

관측기 극은 2차자속 관측기 시스템을 안정화시키기 위해서 관측기 이득을 조정하여야 하고 관측기 이득은 회전속도에 빠르게 추종하여 수렴하도록 설정한다. 따라서 최적인 관측기 극을 택하기 위해 관측기 극의 변화에 대한 속도응답의 변화를 시뮬레이션에 의해 검토한다.

Fig. 2는 관측기 극 k를 $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. 그 결과, $k = 1.2 \sim 1.6$ 까지는 속도응답은 미소하게 오차가 있지만 거의 확인할 수 없고 $k = 1.5$, $k = 1.6$ 이 이 중에서 제일 안정되고 있는 것

을 알 수 있다.

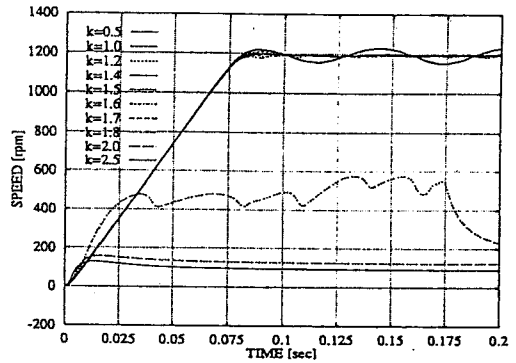


Fig. 2 Speed response by simulation

속도추정은 어느 정도의 오차가 발생하고 있지만 속도 실측값(Real speed)은 매우 안정적이다. 이 결과에서 제안한 속도 추정법을 시스템은 실용성이 가능함을 나타내고 있다.

5. 결 론

1) 2차자속 관측기와 전류센스에서 검출한 전류값으로 속도추정을 행하는 새로운 속도 추정법을 제안한다.

2) 2차자속 관측기를 설계하고 자속 비간섭 제어를 실행하였다.

참고문헌

- [1] 久保田, 尾崎, "Senseless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" 電學論 D, No. 111, pp. 954 ~960, 平成 3년
- [2] 楊金, "Senseless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency", 電學論 D, No. 111, pp. 945 ~9953, 平成 3년
- [3] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貢規, 適應2次磁束オブザーバの誘導電動機 速度推定への應用, 電學論, D110, p.954, 1991
- [4] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗 同定機能付 誘導機速度 센サレスベクトル制御, 電學論, D111, p.945, 1993