

유도전동기 센서리스 벡터구동 시스템의 구현

(Scheme of Vector Drive System for Induction Motor without Speed Sensor)

손익식* · 홍순일

(Ei - Sig Son · Soon - Ill Hong)

요 약

본 연구는 유도전동기 구동에 관측기 이론을 적용하고 자계 방향형 벡터제어에 기초하여 센서리스 벡터구동 시스템을 개발한 것이다. 속도추정은 지령전압과 전류센서에서 검출한 전류와 관측기에서 구한 2차 자속으로 행하는 새로운 방법을 나타내었다. 이 속도추정은 자속과 유도전동기 정수만으로 결정되므로 파라미터의 이득 조정이 필요 없고 연산이 간단하다. 도출한 벡터제어 이론에 기초하여 유도전동기 구동을 위한 센서리스 속도제어 시스템을 설계 제작하였다. 그리고 시뮬레이션을 통해서 각 제어기의 이득정수와 관측기 이득을 결정하고 센서리스 벡터구동의 실험을 실현하였다.

Abstract

This paper describes a newly developed vector drive system without the speed sensor using theory of a flux observer and based on the field oriented vector control. The new method of speed estimation is presented to operate with the position and magnitude of the secondary flux vector which obtain to the observer and detected current.

As the speed of estimation is determined to the flux and the motor constants, this method don't need to adjust the gain of the parameter and is operated simply.

On basic the derived theory for vector control, sensorless speed control system for induction motor drive is design and realized. It is determined a controllers gain and observer gain by simulation and the experiment of sensorless vector drive is realized

Key Words : Field Oriented Vector Control, Method of Speed Estimation.

1. 서 론

벡터제어 기술은 AC 전동기 구동기술로서 가장 우수한 방법으로 되어 있으며 각 분야에서 활발히 연구

개발되고 있을 뿐만 아니라 제어대상이 복잡하기 때문에 접근 방법도 여러 가지가 있다. 제어의 간소화, 범용화를 목적으로 활발하게 연구되고 있다.

벡터제어는 유도전동기가 직류 타여자 전동기에 상응하는 또는 그 이상의 제어특성을 주지만 유도전동기에 벡터제어를 행하기 위해서는 속도센서가 필요하다. 이러한 센서의 설치는 시스템의 대형화, 고가 및 신호선에 들어오는 노이즈 등이 문제시된다. 유도전동기 구동기술은 시스템의 간소화, 범용화, V/F제

* 주저자 : 부경대학교 전기공학 박사과정
Tel : 051-620-1431, Fax : 051-620-1425
E-mail : sihorg@pknu.ac.kr
접수일자 : 2002년10월12일
1차심사 : 2002년10월21일
심사완료 : 2002년12월 1일

어의 고성능화, 저속회전에서 안정화가 요구될 뿐만 아니라 속도센서가 없는 벡터제어가 요구되고 있다 [1, 2].

이러한 필요에 따라 속도센서를 사용하지 않는 유도전동기 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 유도전동기의 속도 센서리스 벡터제어는 유도전동기의 모델식에서 얻어지는 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해서 벡터제어를 행하는 것이다. 속도추정은 모델규범 적응 시스템(MRAS : Model Reference Adaptive System)을 이용한 것이 있지만 이 방법은 벡터제어의 상태량에 기초하여 속도추정을 행하므로 이득정수의 조정이 필요하고 그것의 결정이 어려운 결점이 있다[3].

디지털 신호처리(DSP : Digital Signal Processor)의 발달 때문에 속도 센서리스제어는 현대 제어이론이나 진보된 제어이론을 보다 정확히 제어대상에 적용할 수 있게 되어 유도전동기의 제어기술에서 학문적인 면에 하나의 매력이 있다.

벡터제어에서 슬립주파수형 벡터제어는 연산된 전 원 각주파수를 적분하여 2차 자속벡터의 위상을 구하고 좌표 변환을 행하여 토오크를 제어하는 것으로 비교적 실현하기 쉽다. 그러나 이 방법은 유도전동기 운전시 발생하는 온도에 의해 변동하는 2차 저항에 대한 감도가 높고 2차 저항의 설정값과 실제값이 다른 경우 희망하는 제어 성능을 얻을 수 없는 결점이 있다[3, 4].

반면에 자계 방향형 벡터제어는 2차 자속 벡터를 검출하고 위상 θ_0 에서 $\gamma - \delta$ 좌표 변환을 행하여 제어한다. 이 방법은 유도전동기의 경우 정수 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다[5, 6].

자계 방향형 벡터제어는 고정자 좌표상에서 유도전동기 정수를 이용하여 2차 자속벡터를 검출할 수 있으므로 파라미터의 변동에 영향을 받지 않는다. 본 연구에서는 속도추정에 MRAS 방법을 이용하지 않고 관측기에서 얻은 상태량(2차 자속)과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도추정을 행하는 새로운 속도 추정법을 제시하였다. 자계 방향형 벡터제어 이론에 기초하고 자속관측기를 이용한 센서리스 벡터제어 시스템을 구현하였고 제안한 속도추정법이 자계 방향형 센서리스 벡터제어 시스템의 실현에 가능성

이 있음을 시뮬레이션으로 검증하였다. 그리고 시뮬레이션으로 결정한 각 이득을 취하고 DSP를 이용하여 유도전동기 센서리스 벡터 구동을 실현하여 속도 제어 성능을 확인하였다.

2. 속도 센서리스 벡터제어 이론

2.1 자계 방향형 벡터제어

구성한 속도 센서리스 벡터제어는 2차 자속벡터를 검출(연산)하고 그 위상을 구하여 토오크를 제어하는 자계 방향형 벡터제어를 취한다. 이때 2차 자속은 일정하다.

유도전동기 d-q 좌표상에서 상태방정식은 식 (1)이 된다.

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

$$\begin{aligned} \text{단, } i_s &= (i_{ds} \ i_{qs})^T, \quad \phi_r = (\phi_{dr} \ \phi_{qr})^T \\ v_s &= (v_{ds} \ v_{qs})^T, \quad A_{11} = [-R_s/\sigma L_s - (1-\sigma)/\sigma\tau_r]I \\ A_{12} &= -[1/\sigma\tau_r]I + [\omega_r/\rho]J \quad A_{22} = [-1/\tau_r]I + \omega_r J \\ A_{21} &= [M/\tau_r]I, \quad B_1 = [1/\sigma L_s]I, \quad \tau_r = L_r/R_r \\ I &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\ \sigma &= 1 - M^2/(L_s L_r) \end{aligned}$$

여기서 첨자 s, r은 각각 고정자, 회전자 정수이고 M은 상호인덕턴스, ω_r 는 회전각속도 이다.

d-q 좌표계의 유도전동기 전압과 전류는 교류량이지만 ω_0 로 회전하는 $\gamma - \delta$ 회전 좌표계로 변환하면 이들 변수는 직류량이 되어 2차 자속일정 제어 조건을 구하기 쉽다. 여기서 2차 자속벡터의 방향을 γ 축에 일치시키고 $\pi/2$ 앞선 위상에 δ 축을 취한다. 이때 d축과 γ 축과의 위상각 θ_0 는 식 (2)이다.

$$\theta_0 = \int \omega_0 dt \quad (2)$$

식 (1)을 ω_0 로 회전하는 2차 자속벡터 $(\phi_{dr} \ \phi_{qr})^T$

유도전동기 센서리스 벡터구동 시스템의 구현

를 기준축으로 하는 회전자계 $\gamma-\delta$ 좌표계로 변환하면 식 (3),(4)가 된다. 이때 2차 자속벡터와 γ 축이 일치해 있으므로 δ 축 성분 $\phi_{\delta r}$ 은 0이다.

$$p \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_0 & \\ & -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\omega_0 = \omega_r + \frac{MR_r}{\phi_{\gamma r} L_r} i_{\delta s} \quad (4)$$

여기서 첨자 s, r은 고정자, 회전자 변수이고 d, q는 d축 q축 변수이다. 그리고 γ, δ 는 각 γ 축 δ 축 변수이다.

2.2 2차 자속 관측기

전동기 2차 자속은 직접 검출이 곤란하기 때문에 관측기 이론을 이용하여 2차 자속벡터를 추정한다. 식 (1)에서 상태변수 2차 자속을 추정하기 위한 관측기는 식 (5)와 같이 동일차원으로 구성한다.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s^* + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (5)$$

여기서 $G = (G_1 \ G_2)^T$ 는 관측기 이득, *는 지령 값, \wedge 는 상태변수의 추정치이다.

이 시스템이 안정하다면 추정오차를 없앨 수 있다. 정상상태에서 $\hat{i}_s - i_s = 0$ 이므로 모델은 완전히 유도전동기의 운동을 나타내게 되고 모델 내의 2차 자속은 전동기 2차 자속의 추정치가 된다.

관측기 극은 이득 $(G_1 \ G_2)^T$ 를 조정하여 유도전동기의 회전속도 ω_r 에 대응하여 이동하는 것처럼 배치시키면 추정속도는 회전속도에 빨리 수렴할 수 있다

[1]. 이 경우 관측기 이득은 ω_r 의 함수이고 식 (6)과 같이 놓는다.

$$G_1 = g_1 I + g_2 J, \quad G_2 = g_3 I + g_4 J \quad (6)$$

$$\text{단, } g_1 = (k-1) \left(-\frac{R_s}{\rho L_s} - \frac{1-\sigma}{\rho \tau_r} - \frac{1}{\tau_r} \right)$$

$$g_2 = (k-1) \omega_r$$

$$g_3 = (k^2-1) \left(\frac{M}{\tau_r} + \rho \left[\frac{R_s}{\rho L_s} + \frac{1-\sigma}{\rho \tau_r} \right] \right) + \rho g_1$$

$$g_4 = \rho g_2$$

식 (6)과 같이 관측기 이득을 취하면 관측기 극의 실수부는 유도전동기 고유극 실수부의 k 배 되고 추정치의 수렴은 보다 정확하고 빠르게 된다.

이 관측기에 의한 자속 추정치의 크기와 위상은 식 (7), (8)에 의해 결정할 수 있다.

$$|\hat{\phi}_r| = \sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (7)$$

$$\cos \hat{\theta}_0 = \frac{\hat{\phi}_{dr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}}, \quad \sin \hat{\theta}_0 = \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}} \quad (8)$$

여기서 θ_0 는 회전자 자속벡터의 위상각이고 d축에 대한 γ 축(여자전류축) 사이의 상차각이다. 이 식에서 직류량과 교류량의 변환을 행하고 아래와 같이 여자분 전류 $i_{\gamma s}$ 일정 제어한다.

벡터제어는 여자분 전류 $i_{\gamma s}$ 를 일정히 제어하는 것이므로 전원 인가시에는 자속이 존재하지 않기 때문에 자속 $\phi_{\gamma r}$ 은 식 (9)와 같이 1차 전류 $i_{\gamma s}$ 에 대하여 1차 지연된다.

$$\phi_{\gamma r} = \frac{M}{1 + p \frac{L_s}{R_s}} i_{\gamma s} \quad (9)$$

이 때문에 전원 인가 직후에 정토크로 동작시키고자 할 경우는 자속의 입상이 늦어서 과대한 토크 전류가 흐르거나 토크 부족으로 부하를 구동할 수 없는 경우가 발생한다. 따라서 자속응답을 빠르게 함

으로서 전원 인가후 부하 구동을 빠르게 응할 수 있다. 이를 위해 자속제어는 자속지령의 절대치 $|\phi_r^*$ 과 관측자속의 절대치 $|\widehat{\phi}_r|$ 와의 오차를 식 (10)과 같이 PI제어한다.

$$i_{rs}^* = K_{p\phi}(|\phi_r^*| - |\widehat{\phi}_r|) + K_{i\phi} \int (|\phi_r^*| - |\widehat{\phi}_r|) dt \quad (10)$$

$K_{p\phi}, K_{i\phi}$: 자속 피드백 이득

2.3 속도 추정법

유도전동기의 회전속도는 슬립주파수의 개념을 가지고 가관측 상태량 2차 자속 $\widehat{\phi}_r$ 을 이용하여 추정한다. 전원각 주파수 $\widehat{\omega}_0$ 는 식 (7), (8)에서 추정자속 $(\widehat{\phi}_{dr} \ \widehat{\phi}_{qr})^T$ 과 그 미분치 $(\widehat{\dot{\phi}}_{dr} \ \widehat{\dot{\phi}}_{qr})^T$ 를 이용하여 식 (11)과 같이 구할 수 있다.

$$\widehat{\omega}_0 = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\widehat{\phi}_{qr}}{\widehat{\phi}_{dr}} = \frac{\widehat{\dot{\phi}}_{qr}\widehat{\phi}_{dr} - \widehat{\dot{\phi}}_{dr}\widehat{\phi}_{qr}}{\widehat{\phi}_{dr}^2 + \widehat{\phi}_{qr}^2} \quad (11)$$

그리고 슬립 각주파수 $\widehat{\omega}_s$ 는 발생 토오크 \widehat{T} 에 비례하기 때문에 식 (12)이다.

$$\widehat{\omega}_s = \frac{R_r}{\widehat{\phi}_{dr}^2 + \widehat{\phi}_{qr}^2} \left\{ \frac{M}{L_r} (\widehat{\phi}_{dr} i_{qs} + \widehat{\phi}_{qr} i_{ds}) \right\} \quad (12)$$

따라서 추정 회전각속도 $\widehat{\omega}_r$ 는 식 (13)이 된다.

$$\widehat{\omega}_r = \widehat{\omega}_0 - \widehat{\omega}_s = \frac{\widehat{\dot{\phi}}_{qr}\widehat{\phi}_{dr} - \widehat{\dot{\phi}}_{dr}\widehat{\phi}_{qr}}{\widehat{\phi}_{dr}^2 + \widehat{\phi}_{qr}^2} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{\widehat{\phi}_{dr} i_{qs} + \widehat{\phi}_{qr} i_{ds}}{\widehat{\phi}_{dr}^2 + \widehat{\phi}_{qr}^2} \quad (13)$$

추정속도는 추정한 2차 자속과 검출한 1차 전류에서 구할 수 있고 유도전동기 정수에만 관계하므로 정수는 일정하다.

식 (13)에서 1차 전류 $(i_{ds} \ i_{qs})^T$ 는 전류센서로 검출하고 좌표 변환하여 회전자계 축상의 1차전류 $(i_{rs} \ i_{\delta s})^T$ 로 변환하여 식 (14), (15)와 같이 피드백 제어한다.

조명 · 전기설비악외논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

$$v_{rs}' = R_s i_{rs}^* + K_{rs}(i_{rs}^* - i_{rs}) \quad (14)$$

$$v_{\delta s}' = R_s i_{\delta s}^* + K_{\delta s}(i_{\delta s}^* - i_{\delta s}) \quad (15)$$

$K_{rs}, K_{\delta s}$: 전류 피드백 이득

따라서 속도제어는 속도지령 ω_r^* 와 식 (13)의 추정속도 $\widehat{\omega}_r$ 의 오차를 PI제어하여 전류지령 i_{rs}^* 를 결정한다. 이때 속도피드백 이득은 K_b, K_i 이다.

3. 유도 전동기 구동 시스템의 구성과 실험

Fig.1은 2장에서 도출한 유도전동기 속도 센서리스 벡터제어 이론에 기초하여 구성한 유도전동기 구동 시스템이고 DSP(TMS 320), 전압형 인버터, 전류 검출 센서, D/A 컨버터 및 A/D 컨버터로 구성된다.

센서에서 검출한 전류는 12비트 A/D컨버터에서 디지털 량으로 변환되어 DSP에 입력되고, PWM 반송파는 3[KHz]이고 샘플링 주기는 50[μs]이다.

DSP에는 외부에서 주어진 자속지령 ϕ_r^* 와 전류 센서에서 얻어진 전류는 A/D 컨버터에서 디지털 량으로 30/20 좌표 변환하여 얻어진 i_d, i_q 가 입력된다.

연산은 검출한 1차 전류와 관측기에서 얻은 2차 자속에서 슬립각속도 $\widehat{\omega}_s$ 를 연산하고 이것과 전원각 주파수의 차에서 추정 회전각속도 $\widehat{\omega}_r$ 를 구한다.

시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기 정수 및 각 제어기 이득정수는 Table 1, 2 이다. 여기서 각 이득정수는 시행착오법에 의해 얻은 것이다.

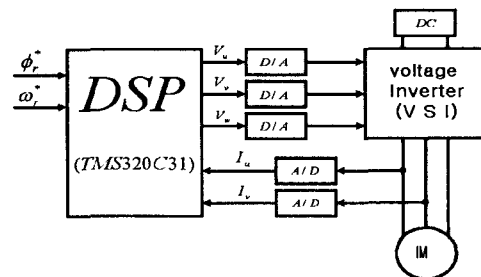


그림 1. 속도제어 시스템 구성도
Fig. 1. Scheme of speed control system

유도전동기 센서리스 벡터구동 시스템의 구현

표 1. 유도전동기 정수
Table 1. Parameters of motor

R_s	R_r	L_s	L_r	M
5.86[Ω]	5.30[Ω]	0.146[H]	0.164[H]	0.134[H]

$J = 7.546 \times 10^{-5} [Nms^2], D = 1.310 \times 10^5 [Nms]$

표 2. 제어기 이득 정수
Table 2. Gains of controllers

K_p	K_i	$K_{p\phi}$	$K_{i\phi}$	K_{rs}	$K_{\delta s}$
0.1	0.01	50	0	20	20

실험에서 속도지령 $\omega_r^* = 1200 [rpm]$, 자속지령 $\phi_r^* = 0.145 [Wb]$ 자속 전류지령 $i_{rs}^* = 1 [A]$ 로 하고 토오크 전류지령 $i_{\delta s}^*$ 는 $\pm 1 [A]$ 로 제한한다.

3.1 시뮬레이션

설계한 관측기 극은 관측기를 안정화시키기 위해서 관측기 이득을 조정하여야 하고 관측기 이득은 유도전동기의 추종속도가 회전속도 보다 빠르게 추종하여 수렴하도록 설정되어야 한다. 따라서 최적의 관측기 극을 결정하기 위해 관측기 극의 변화에 대한 속도응답의 변화를 시뮬레이션에 의해 검토한다.

Fig. 2는 관측기 극의 비례계수 $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. 그 결과 극 비례계수 $k = 1.2 \sim 1.6$ 까지 속도응답은 미소하게 변화하지만 안정되고 있으나 이 범위를 벗어나면 매우 진동하거나 설정 속도에 도달하지 않는 것을 알 수 있다. 그리고 응답이 안정되고 있는 그 비례계수 $k = 1.2 \sim 1.6$ 중에서 $k = 1.5$ 의 경우가 제일 안정한 것으로 생각된다.

Fig. 3은 Fig. 2의 시뮬레이션에서 가장 안정한 응답을 나타내는 관측기 극 비례계수 $k = 1.5$ 로 그리고 각 제어기 이득은 Table 2와 같을 때 실속도와 추정속도 응답을 시뮬레이션에 의해 나타낸 것이다. 실속도와 추정속도는 어느 정도의 오차는 있지만 거의 일치하고 있고 실속도는 매우 안정적이다. 이 결과에서 식 (13)의 속도추정법이 유도전동기 센서리스 벡터제어에 유효한 것을 알 수 있다.

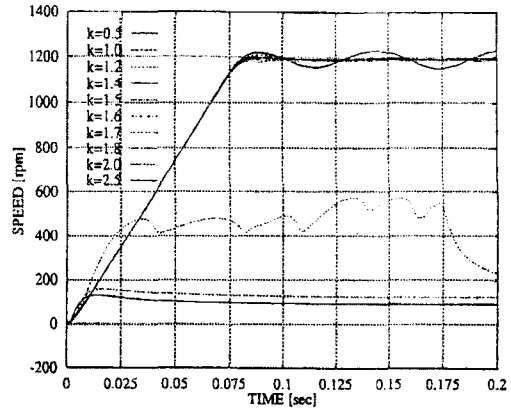


그림 2. 속도 시뮬레이션 응답 ($k = 0.5 \sim 2.5$)
Fig. 2. Speed response as parameter with $k = 0.5 \sim 2.5$ by simulation

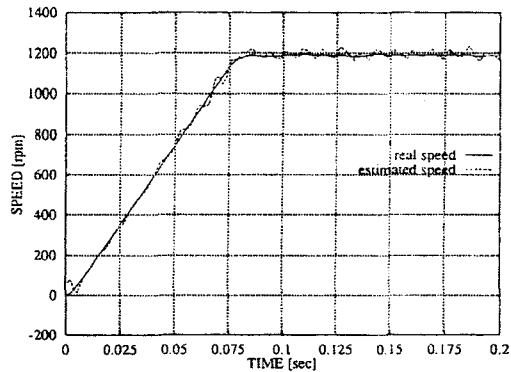


그림 3. 실속도와 추정속도의 시뮬레이션 응답
Fig. 3. Response of real and estimated speed by simulation

3.2 실험 결과

Fig. 4는 관측기 이득의 극 비례계수 $k = 1.5$ 로 하고 각 제어기의 정수는 Table 2와 같이 하고 센서리스 벡터제어 시스템으로 유도전동기 속도제어 실험을 하여 추정회전 속도와 속도센서에서 검출한 실속도를 나타낸 것이다. 미소한 정도의 범위에서 진동은 발생하고 있지만 매우 안정적이고 속도응답의 실측치(measured speed)와 추정치는 거의 일치하고 정상 상태에서는 양호한 결과가 얻어졌다. 이 결과에서 제안한 속도 추정법을 이용한 센서리스 벡터제어 시스템은 실용성이 가능함을 나타내고 있다.

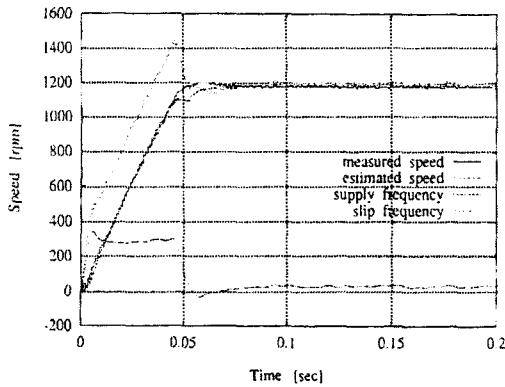


그림 4. 속도응답 실험 결과
Fig. 4. Experimental results of speed response

Fig. 5는 시뮬레이션에 의한 속도응답과 실제 실험에 의한 속도응답을 비교한 것이다. 결과 응답특성이 거의 일치하고 이것은 시행착오에 의해서 결정된 각 이득정수가 적합하고 구성한 시스템은 유도전동기 센서리스 벡터제어에 유용한 것을 알 수 있다.

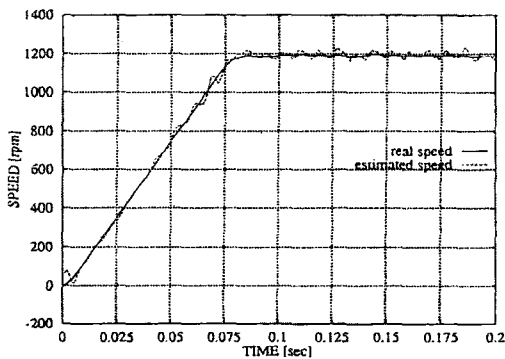


그림 5. 속도응답의 시뮬레이션과 실험결과
Fig. 5. Speed response of simulation and experimental results

4. 결 론

본 연구는 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초하여 유도전동기 속도 센서리스 벡터제어를 구현하고 관측기 이론에 기초하여 구한 2차 자속과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도 추정을 하는 속도 추정법을 제시하였다.

1) 속도추정을 위해 설계한 2차 자속 관측기 이득

의 극 비례계수 $k = 1.5, 1.6$ 에서 속도응답이 가장 안정하였다.

2) 속도 추정은 유도전동기 정수에만 관계하므로 이득정수의 조정이 필요하지 않다. 또한 파라미터의 수가 감소되고 추정속도 연산이 간단하여 설계가 쉽게 되는 것을 알 수 있다.

3) 관측기를 이용한 속도추정법은 자계 Orientation형 속도 센서리스 벡터제어 실현에 유용한 것을 확인하였다.

References

- [1] Kubo, Juen and Migui, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 954 ~960, 1998.
- [2] Yeng kuem, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency", JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 945 ~9953, 1998.
- [3] Yeng kuem and Dong hae, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using MRAS with Rotor Resistance Estimation" JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 945 ~950, 1997.
- [4] S. I. Hong, D. H. Kang, J. P. Hong, "Speed sensorless Vector Control for Induction Machines using Flux Observer", Proceeding of 1999 International Conference, Mechatronic Technology, 1999.
- [5] Lazhar Ben-Brahim, Susumu Tadakumay, "Speed Control of Induction Motor without Rotational Transducer", IEEE Transaction on Industry Application Vol. 33, No. 4 1999
- [6] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, "A New Method of Rotor Resistance Estimation for Vector controlled Induction Machines", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 44, No.2, 1999.

◇ 저자소개 ◇

손 의 식 (孫義植)

동아대학교 1975년 전기공학과 졸. 1996년 부경대학교 전기공학과 공학석사. 부경대학교 전기공학과 박사과정. 1994~현재 대한전기학회 회원. 1998~현재 조명 전기 설비학회 정회원.

홍 순 일 (洪淳一)

1969년 부산대학교 전기공학과 졸. 1982년 부산대학교 공학석사 (전력전자 전공). 1986년 한국해양대학교 공학박사(제어시스템). 1994~1996년 대한전기학회 편수위원. 1998~2001년 조명전기 설비학회 부산경남 지부 회장 및 평의원, 2000~2001년 대한전기학회 부산지부 회장. 1999~2002년 신호처리 시스템학회 감사 및 평의원.