

자속추정기에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어

김종수* · 김성환* · 정병건*

SENSORLESS SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH SPEED ESTIMATOR

J. S. Kim · S. H. Kim · B. G. Jung

Key words : Sensorless Speed Control(센서리스 속도제어), Vector Control(벡터제어), Speed Estimator(속도추정기), Lag Circuit(지연회로)

Abstract

Several methods of induction motor drives, which used speed estimators instead of shaft encoders, have been reported. However, those speed sensorless systems with estimators employing stator voltages and currents usually deteriorates as the speed gets lower because it is difficult to calculate the accurate rotor flux under the influence of DC-offset and saturation of integrators. In this paper, to calculate rotor flux at low speed, the new rotor flux estimator which replaces integrators with two lag circuits is proposed. Simulation and experiment results confirm the validity of this control scheme.

1. 서 론

기계적 구조가 견고하고 보수 및 유지가 용이하며 가격이 저렴한 유도전동기의 순시토크제어를 위해서 자속기준제어 즉, 벡터제어가 많이 적용되고 있다. 그러나 고성능 벡터제어를 실현하기 위해서는 전압, 전류값 뿐만 아니라 자속이나 속도정보가 필수적이다. 그중, 속도검출을 위해 TG 또는 엔코더 등을 사용하는데 이는 구동장치의 가격상승과 신뢰도 및 외란에 대한 강인성을 감소시킨다.

이런 문제점을 해소하기 위해 속도센서없는 센서리스 구동방식^{1)~3)}에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 이들의 대부분은 여러가지 기법을 이용하여 속도를 추정, 보상하여 회전자 속도정보로 사용하였다. 이들중 속도추정기에 의한 센서리스 제어방식^{4)~9)}은 고정자전압과 전류값에 의해 자속을 추정하고 전류와 추정자속값을 이용하여 회전자 속도 정보를 얻는 방식이다. 하지만 자속값을 구하기 위해서는 적분기가 요구되는데 이는 포화 및 DC오프셋의 영향으로 저속이나 기동시에는 정확한 자속

* 한국해양대학교 기관시스템공학부(원고접수일 98년 9월)

정보를 기대하기 어렵다. 따라서, 역기전력을 지연회로에 인가하여 추정자속값을 얻는 방식이 주로 사용되지만 이 방식 또한 저속이나 기동시에는 문제점이 있다. 본 논문에서는 역기전력과 자속설정치를 두개의 지연회로에 각각 인가하여 그 합을 자속추정치로 간주하고, 이 자속추정치와 A/D 컨버터에 의해 검출한 고정자 전류값을 전압방정식에 적용함으로써 회전자 속도를 추정하는 센서리스 제어법을 제안하였다. 이로 인해 저속에서도 비교적 정확한 회전자속도의 계산이 가능하였고 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 유효성을 확인하였다.

2. 유도전동기의 벡터제어

유도전동기는 직류기와 비교하였을 때 크기, 회전자관성, 최대속도 발생능력, 효율 및 비용면에서 우수하지만 제어성능면에서 미치지 못한다. 유도전동기의 동특성은 고정자와 회전자 사이의 결합효과로 매우 복잡하며 회전자의 위치에 따라 결합계수가 변화하므로 직류기처럼 간단한 몇 개의 시정수로 분리될 수 없다. 그래서 정확하고 간단한 동특성 모델을 얻기 위해서 2축 변환법¹¹⁰⁻¹²¹이 주로 사용된다. 이 방법은 유도전동기에 공급되는 전압파형이 3상 평형관계에 있으므로 2축 이론으로 간단히 해석함으로써 고정자의 제반변수와 파라메타가 2축 직교 좌표축상의 값으로 표현된다. 또한, 이 2축 동특성 모델은 고정자에 고정된 고정좌표계와 회전자계와 동기회전하는 회전좌표계상의 값으로 표현될 수 있다. 식(1)은 3상변수를 고정자에 고정된 2축 성분으로 변환하는 식이며 식(2)는 이를 회전자계와 동기회전하는 동기회전좌표계상의 값으로 변환하는 식이다.

$$\begin{bmatrix} f_{cs} \\ f_{bs} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, θ : 3상축인 α 축과 2상축인 α 축사이의 각

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

단, θ_e : 고정좌표계의 α 축과 회전좌표계의 d 축사이의 각

속응성이 뛰어난 과도응답을 위해 유도전동기의 고정자전류를 자속각을 기준으로 자속성분 전류와 토크성분 전류로 분리시켜 독립적으로 제어하는 방식¹¹³⁻¹⁵¹을 택하는데 이 방법을 자속기준제어(field oriented control) 혹은 벡터제어(vector control)라고 한다. 이때, 자속성분 전류는 항상 기준자속벡터와 일치하도록 하며 동기회전좌표계의 d 축 성분에 해당한다. 또, 토크성분 전류는 기준자속벡터와 직교하도록 제어하며 동기회전좌표계의 q 축 성분에 해당한다. 자속기준제어 원리를 이용하여 고정자전류의 자속성분 및 토크성분간의 전기각을 90° 로 유지시켜 분리 제어함으로써 직류기와 같은 제어특성을 얻을 수 있다.

3. 유도전동기의 센서리스 속도제어

3.1 자속추정기를 이용한 속도추정의 원리

전류와 추정자속으로부터 속도정보를 얻어 제어하는 방법으로 일반적인 계통도는 Fig.1과 같다. 유도전동기의 발생토크를 동기회전좌표계 및 고정좌표계상의 값으로 나타내면 식(3)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} |\lambda_r| i_{qs} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{ar} i_{\beta s} - \lambda_{br} i_{as}) \quad (3)$$

단, λ_r : 회전자자속 (= $\lambda_{ar} + j\lambda_{br}$)

$\lambda_{ar}, \lambda_{br}$: α - β 축 회전자자속

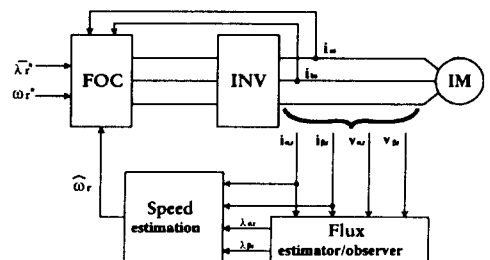


Fig. 1 The block diagram of sensorless speed control method with speed estimator

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: $\alpha-\beta$ 축의 고정자전류
 L_m : 상호인덕턴스, L_r : 회전자인덕턴스
 i_{qs} : 동기회전좌표계의 q 축 고정자전류,
 P : 극수

토크전류는 식(3)에 의해 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s}}{|\lambda_r|^2} \quad (4)$$

정확한 자속기준제어가 이루어질 경우 슬립주파수는 식(5)와 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{|\lambda_r|^2} \quad (6)$$

단, T_r : 회전자시정수 ($= \frac{L_r}{R_r}$)

R_r : 회전자저항

식(4)를 식(5)에 대입하면 슬립주파수는 식(6)과 같이 된다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{(\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s})}{|\lambda_r|^2} \quad (6)$$

반면에, 자속각은 식(7)과 같으므로 동기속도는 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \right) \quad (7)$$

$$\dot{\theta}_e = \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{\lambda_{\alpha r} p \lambda_{\beta r} - \lambda_{\beta r} p \lambda_{\alpha r}}{|\lambda_r|^2} \quad (8)$$

단, $p (= \frac{d}{dt})$ 는 미분연산자

식(6)과 식(8)에 의해 회전자속도는 식(9)와 같다.

$$\omega_r = \omega_e - \omega_{sl} \quad (9)$$

식(9)를 이용하여 속도를 추정하기 위해서는 회전자 자속정보가 요구되는데 이는 식(10) 및 식(11)에 의해 얻을 수 있다.

$$\lambda_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt - l i_{\alpha s} \right] \quad (10)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt - l i_{\beta s} \right] \quad (11)$$

단, $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$: $\alpha-\beta$ 축 고정자전압

R_s : 고정자저항

l : 누설인덕턴스 [$= L_s(1 - L_m^2/L_s L_r)$]

L_s : 고정자 인덕턴스

3.2 기존의 자속추정기에 의한 센서리스 속도제어

식(10) 및 식(11)에 의해 자속값을 구하는 방식은 순수적분기가 요구되는데 이는 DC 오프셋 및 포화의 영향으로 정확한 자속정보를 기대하기 어렵다. 그러므로 역기전력을 1차 지연회로에 인가시켜 자속값을 구하는 방식이 주로 사용되었다. 즉, 전동기의 역기전력은 식(12)와 같이 고정자 전압, 전류 및 전동기 파라메타에 의해 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{e} &= v_s - (R_s^* + l^* p) i_s \\ &= e + (\Delta R_s + \Delta l p) i_s \end{aligned} \quad (12)$$

단, \hat{e}, e : 역기전력 추정치와 실제 역기전력

$v_s = v_{\alpha s} + j v_{\beta s}, i_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s}$

R_s^* : 고정자 저항 공칭값

l^* : 누설인덕턴스 공칭값

$\Delta R_s = R_s - R_s^*, \Delta l = l - l^*$

위 식에서 구한 역기전력을 지연회로에 인가하여 회전자자속을 추정하면 다음식과 같다.

$$\hat{\lambda}_r = \frac{T_L}{1 + T_L p} \hat{e} \quad (13)$$

단, T_L : 지연회로의 시정수

식(13)에 의해 추정된 자속값을 식(6), 식(8), 및 식(9)에 적용시켜 속도를 추정한다. 정상상태에서 자속값의 크기는 식(14)가 되어야 하지만 지연회로를 사용할 경우 자속크기는 식(15)와 같고 자속 위상각 오차는 식(16)과 같다.

$$|\lambda_r| = \frac{1}{\omega_k} |e| \quad (14)$$

$$|\lambda_r| = \left| \frac{T_L}{1 + j\omega_k T_L} \right| |e| = \frac{T_L}{\sqrt{1 + (\omega_k T_L)^2}} |e| \quad (15)$$

$$\delta_u = \tan^{-1}(1/\omega_k T_L) \quad (16)$$

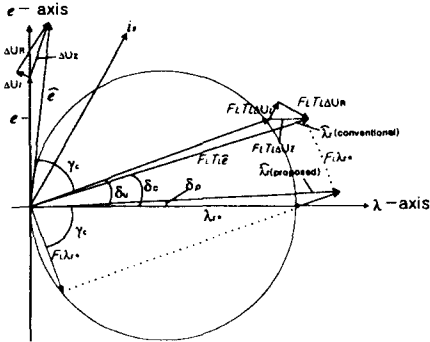


Fig. 2 The vector diagram of the proposed flux estimator

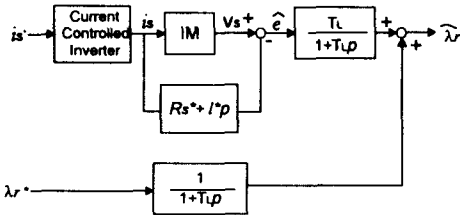


Fig. 3 The block diagram of the rotor-flux estimator using two lag circuits

단, δ_c 는 전동기 파라메타 변동을 무시했을 경우의 자속위상각 오차이다.

식(14)~식(16)을 통해서 고속에서는 ω_e 가 큰 값이므로 비교적 정확한 자속추정이 가능하지만 저속에서는 추정 자속크기와 자속각에 큰 오차가 발생한다는 것을 알 수 있다.

3.3 본 논문에서 제안하는 자속추정에 의한 센서리스 속도제어

앞절에서 기술한 바와 같이 역기전력을 지연회로에 인가하여 자속을 추정함으로써 속도를 얻는 방식은 저속에서 큰 오차를 유발시키므로 이러한 문제점을 보완하기 위해서 본 논문에서는 회전자 자속 설정치에 또 다른 지연회로를 인가하여 그 합을 식(17)과 같이 추정자속값으로 사용하였다.

$$\hat{\lambda}_r = \frac{T_L}{1+T_L p} \hat{e} + \frac{1}{1+T_L p} \lambda_r^* \quad (17)$$

단, λ_r^* : 회전자자속 설정치

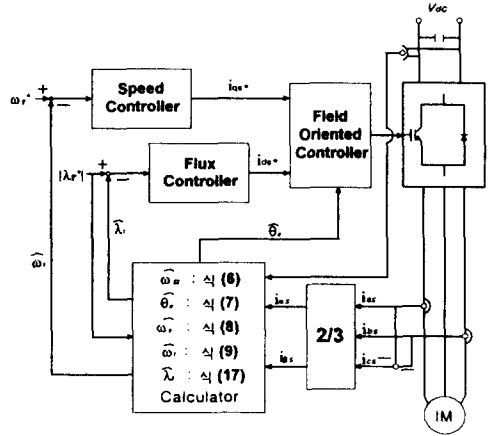


Fig. 4 The block diagram of the proposed sensorless speed control

정상상태에서 식(17)은 식(18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_r = F_L T_L \hat{e} + F_L \lambda_r^* \quad (18)$$

$$\text{단, } F_L = \frac{1}{1+j\omega_e T_L} = \frac{1}{[1+(\omega_e T_L)^2]^{1/2}} e^{-j\gamma_c}$$

$$\gamma_c = \tan^{-1}(\omega_e T_L)$$

Fig.2는 앞에서 기술한 지연회로에 의한 자속추정 벡터도를 도시하고 있으며 본 논문에서 제안한 방식의 자속각 오차(δ_p)가 기존 방식의 오차(δ_c)보다 훨씬 작음을 알 수 있다. Fig.3은 두 개의 지연회로를 사용하여 그 합을 회전자 자속으로 추정하는 블록도이며, Fig.4는 제안한 방식을 이용하여 유도전동기 센서리스 속도제어를 구현하는 계통도를 나타낸다.

단, 위 그림에서 $\Delta U_R = \Delta R_s i_s$, $\Delta U_I = j\omega_e \Delta i_s$

$$\Delta U_2 = \Delta U_R + \Delta U_I$$

4. 시뮬레이션 및 검토

3.2절에서 기술한 기존의 방식에 비해 본 논문에서 제안하는 센서리스 속도제어 방식의 우수성을 입증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 역기전력에만 지연회로를 인가하는 기존의 방식은 50[rpm] 이하의 속도지령시 응답속도가 지령치를 전혀 추종하지 않았으며, 100[rpm]의 계단속도지

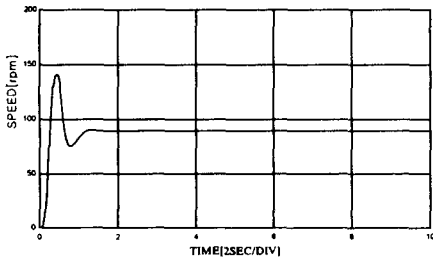


Fig. 5 Simulation response for step change of speed setting with conventional scheme (0 → 100[rpm])

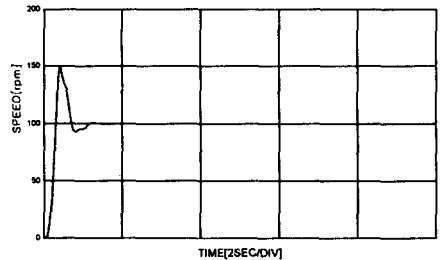


Fig. 8 Simulation response for step change of speed setting with the proposed scheme (0 → 100[rpm])

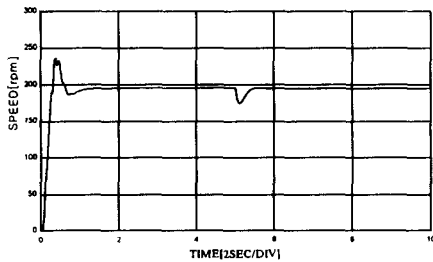


Fig. 6 Simulation response for step change of load torque with conventional scheme (200[rpm], 0 → 5[N-m])

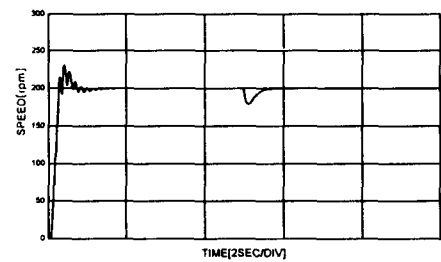


Fig. 9 Simulation response for step change of load torque with the proposed scheme (200[rpm], 0 → 5[N-m])

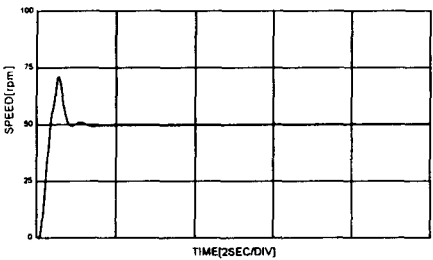


Fig. 7 Simulation response for step change of speed setting with the proposed scheme (0 → 50[rpm])

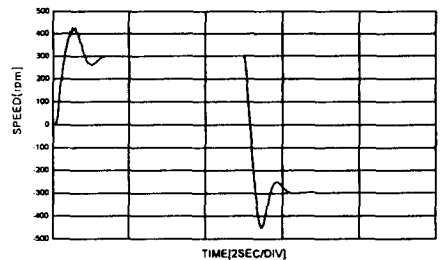


Fig. 10 Simulation response for reversal change of speed setting with the proposed scheme (0 → 300 → -300[rpm])

령에 대해서는 Fig.5와 같이 15%의 정상오차가 발생하였다. 또한, Fig.6은 200[rpm]으로 구동중에 5[N-m]의 부하를 인가하였을 때의 부하특성으로서 4% 정도의 오차가 있음을 보여주고 있다. 하지만, 300[rpm]이상의 속도지령에 대해서는 양호한 속도응답 특성을 보였다. 반면에 Fig.7~Fig.10은 본 논문에서 제안하는 방식의 시뮬레이션 결과를 나타내는데 Fig.7은 0→50[rpm]의 계단 속도지령에 대한 무부하 속도응답 시뮬레이션 결과를 도시하고 있으며 저속에서도 양호한 제어특성을 보이

고 있다. 또한, Fig.8은 지령속도를 100[rpm]으로 가했을 경우, 그리고 Fig.9는 200[rpm]으로 구동중 5[N-m]의 부하를 인가하였을 경우의 속도응답을 나타내고 있으며 응답특성이 양호함을 보여주고 있다. Fig.10은 300[rpm]으로 구동중, -300[rpm]의 역전 계단속도지령을 인가한 경우의 속도응답을 나타내고 있으며, 속도지령의 변화에도 잘 추종함을 보여주고 있다.

5. 실험 및 고찰

5.1 하드웨어의 구성

속도추정기에 의한 속도제어시스템을 구현하기 위한 하드웨어의 구성은 크게 CPU 회로, 상전류 및 DC링크전압 검출회로, 게이트 구동회로, 전력회로로 구성되었고 속도응답 특성의 검정을 위해 별개로 속도검출회로가 필요하다. Fig.11은 시스템 구성도를 나타낸 것이다.

5.2 소프트웨어의 구성

제어루틴은 소프트웨어 타이머 인터럽트에 의

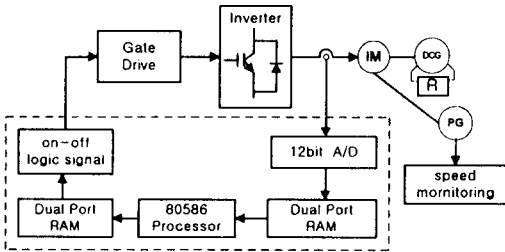


Fig. 11 Configuration of system

해 실행되는데 타이머에 기입된 임의의 데이터에 기초하여 일정하게 주기적으로 수행된다. 먼저, A/D변환기를 이용하여 전동기 상전류 i_{as}, i_{bs} 및 DC링크전압을 샘플링한 후 i_{ds}, i_{qs} 및 v_{cs}, v_{ps} 를 계산한다. 식(12)에 의해 역기전력을 얻어 식(17)을 적용하여 두 개의 지연회로를 인가한 자속추정치를 계산한다. 다음에, 식(9)에 의해 회전자속도를 추정하여 속도제어기를 통해 토크전류 지령치 i_{qs}^* 를, 자속전류지령치에 의해 i_{ds}^* 를 구하여 실제 전류와 비교함으로써 d, q 축 지령전압 v_{ds}^*, v_{qs}^* 을 얻어 이에 해당하는 인버터 출력전압을 얻기 위한 공간벡터를 선택하게 된다. 공간전압벡터 루틴에서는 정확한 전압이 인가될 수 있도록 $V_{dc}, \theta_e, v_{ds}^*, v_{qs}^*$ 를 이용하여 선택된 전압벡터의 소요시간을 타이머로 출력시킨 후 다음 인터럽트를 기다린다.

5.3 실험결과 및 검토

Fig.12~Fig.15는 본 논문에서 제안하는 센서리스 속도제어 방식을 이용한 실험결과를 도시하고 있다. Fig.12는 0→50[rpm]의 계단속도지령에 대한 실험결과를 나타내고 있으며 저속에서의 속도

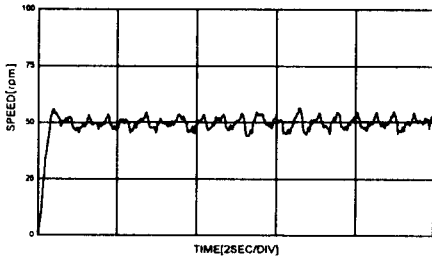


Fig. 12 Experiment response for step change of speed setting (0→50[rpm])

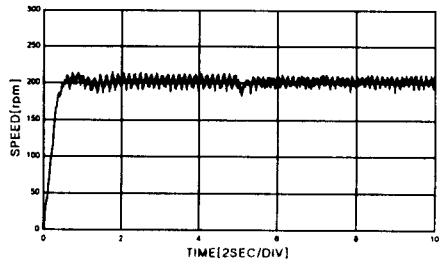


Fig. 14 Experiment response for step change of load torque (200[rpm], 0→5[N·m])

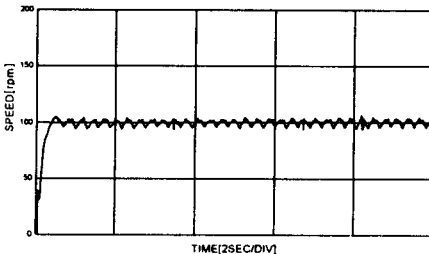


Fig. 13 Experiment response for step change of speed setting (0→100[rpm])

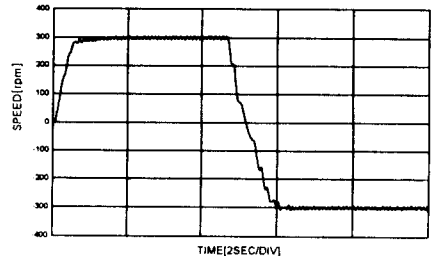


Fig. 15 Experiment response for reversal change of speed setting (0→300→-300[rpm])

제어가 양호함을 보여주고 있다. 또한, Fig.13은 100[rpm]의 속도지령에 대한 속도응답이며, Fig.14는 200[rpm]으로 구동중 정격토크의 1/2인 5[N-m]의 계단부하토크를 인가하였을 경우의 응답으로서 중·저속에서의 속도 및 부하특성이 우수함을 보여주고 있다. Fig.15는 300[rpm]으로 구동중, -300[rpm]의 역전 계단속도지령을 인가한 경우의 속도응답 실험결과를 보여주고 있으며 역전 속도지령의 경우에도 잘 추종함을 보여주고 있다.

6. 결 론

현재 사용중인 전동기중 그 수요가 가장 많은 유도전동기의 순시토크를 제어하기 위해서는 회전자 속도정보가 필수적이다. 그러나 속도센서를 사용할 경우에는 기계적으로 취부하기도 힘들 뿐만 아니라 경제성도 떨어져 새로운 방식의 제어기법들이 활발히 연구되고 있는 현실이다. 센서를 사용하지 않는 방법 또한 다양하며 센서리스 속도제어 방식은 여러가지 면에서 제어특성상 이점을 줄 수 있다. 본 논문에서 제안한 속도추정기에 의한 방식은 전동기의 고정자 전압과 전류를 이용하여 추정자속을 얻고 이 값들에 의해 회전자 속도정보를 얻는 방법이다. 특히, 본 연구에서는 정확한 자속정보를 얻기 위해 역기전력에만 지연회로를 인가하는 기존의 방식을 사용하지 않고 역기전력과 자속 설정치를 각각 지연회로에 인가하여 그 합을 자속 추정치로 취하는 알고리즘을 적용함으로써 저속시에도 비교적 우수한 속도제어를 행할 수 있었으며 이를 시뮬레이션 및 실험을 통해서 입증하였다.

참고문헌

[1] A. Fratta, A. Vagati, F. Villata ; "Vector Control of Induction Motors without Shaft Transducers", Conf. Rec. IEEE-PESC, '88, pp. 839~846.
 [2] N. Takada, K. Tanaka, T. Ohtani ; "Vector Control of Induction Motor without Shaft En-coder", IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 28, no. 1, '92, pp. 157~164.
 [3] B. K. Bose and M. G. Simoes, "Speed Sensorless

Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE IAS Ann. Mtg., pp. 137~143, 1995.

[4] R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. 19, no. 3, pp. 356~363, 1983.
 [5] U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse ; "Direct Self Control of Inverter-fed Induction Machine, a Basis or speed Control without Speed Measurements", Conf. Rec. IEEE-IAS, '89, pp. 486~492.
 [6] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator Flux Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", IEEE PCC, pp. 415~420, 1993
 [7] H. Tajima, Y. Mastsumoto, H. Umida and M. Kawano, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System", Proc. Intl. Power Electron. Conf. pp. 1034~1039, 1995.
 [8] H. Nakano, I. Takahashi ; "Sensorless Field Oriented Control of an Induction Motor Using an Instantaneous Slip Frequency Estimation Method", Conf. Rec. IEEE-PESC, '88, pp. 847~854.
 [9] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Mastsuse ; "Sensorless Control of AC Motor Drives", Conf. A Selected Reprint Vol. IEEE PRESS, pp. 105~112, 41996.
 [10] P. C. Krause, "Analysis of Electrical Machinery", McGraw-Hill Book Company, 1987.
 [11] Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", from Clarendon press. Oxford, 1990.
 [12] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", from Prentice-Hall, 1987.
 [13] Ion Boldea and Syed A. Nasar, "Vector control of AC Drives", CRC press, 1992.
 [14] H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida and M. Kawano, "Speed Sensorless Vector Control Method For an Industrial Drive System", Proc. Intl. Power Electron. Conf. pp. 1034~1039, 1995.
 [15] 실승기 외 7인 ; "전동기 구동시스템 설계 실습", 서울대학교 전력전자 연구실 하계교육강좌, 1995.

저 자 소 개



김종수(金宗洙)

1970년 6월생, 1994년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1998년 동 대학원 졸업(석사), 1998년~현재 동 대학원 기관공학과 박사과정



김성환(金成煥)

1954년 11월생, 1979년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1990년 부경대학교 대학원 졸업(석사), 1998년 부산대학교 대학원 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 기관시스템공학부 부교수



정병건(鄭炳建)

1958년 9월생, 1981년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1990년 한국해양대학교 대학원 졸업(석사), 1996년 부경대학교 대학원 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 기관시스템공학부 부교수