

論文93-30B-11-5

유도전동기의 고성능제어를 위한 속도센서리스 벡터제어

(Speed Sensorless Vector Control for High Performance of Induction Motor)

鄭 東 和 *

(Dong Hwa Chung)

要 約

최근 속도센서는 유도전동기의 견고성과 간편성을 약화시키기 때문에 속도센서의 제거는 벡터제어 시스템에서 중요한 필수조건이 되고 있다.

본 논문에서는 유도전동기의 고성능제어를 위한 센서리스 벡터제어를 제시한다. 제시된 벡터제어 방법은 개선된 자속추정자에 의해 고정자전압 및 전류로부터 계산된 회전자자속 및 속도제어에 기초한다. 일반적으로 고정자전압 및 전류를 이용한 벡터제어의 특성은 계산한 회전자자속이 고정자저항에 종속되기 때문에 전동기속도가 저하될 때 나빠지며 정지상태의 저속영역에서 회전자자속을 계산하기 어렵다. 본 새로운 제어시스템에서 토오크제어할 경우에 고정자저항의 영향을 저감하며 정지상태의 저속영역에서 회전자자속의 계산이 가능하다. 본 특성을 시뮬레이션 결과에 의해 입증한다.

Abstract

Recently, the elimination of speed sensors has been one of the important requirement in vector control systems, because the speed sensor spoil the ruggedness and simplicity of induction motor.

This paper proposes sensorless vector control for high performance of induction motor. The proposed vector control scheme is based on a rotor flux and speed which are calculated from the stator voltage and currents with improved flux estimator. The characteristics of vector control employing stator voltage and current generally deteriorate as the speed gets lower because the calculated rotor flux depends on the stator resistance and it is difficult to calculate rotor flux at low speed of standstill. This new control system is robust with respect to variations of the stator resistance and it makes possible to calculate rotor flux at low speed of standstill. These feature are verified by the simulation results.

1. 서 론

*正會員, 順天大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Eng. Sunchon Univ.)

※이 논문은 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 지방대학육성과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

接受日字 : 1993年 3月 18日

최근 반도체 전력변환장치 및 제어기술의 진보에 의해 유도전동기의 인버터 드라이브는 고도한 제어성을 요구하는 제철, 제지기계 및 빈번한 가감속운전을 요구하는 NC 공작기계 분야에 응용되고 있으며 로보트, 엘리베이터, 고속전철, 항공기 및 선박등 전

반적인 산업기에 보급되어 핵심 전자기기로 사용되고 있다. 유도전동기의 고성능 및 실용성등의 여러 측면에서 검토되고 발전되어 현재에는 슬립주파수 벡터제어가 많이 사용되고 있다.

슬립주파수 벡터제어의 과제로 되었던 제어특성의 정수 의존성도 MRAC(model reference adaptive control)^[1,2], Observer^[3,4] 및 EKF(extended kalman filter)^[5,6] 등을 응용한 정수적응화 방식등에 의하여 해결되고 있으며 디지털화에 의하여 고성능 제어가 용이하게 실현되고 있다.

벡터제어를 이용하여 유도전동기의 회전속도 정보를 얻는 방법으로는 TG(tacho generator) 및 PE(pulse encoder)등의 속도센서가 필요하며 벡터 전용 유도전동기가 사용된다. 범용 유도전동기에서는 일반적으로 속도센서를 부착시키지 않는다. 속도센서의 가격이 비싸고 구조가 복잡하며 노이즈에 약하므로 유도전동기의 본래의 특성인 견고함을 충분히 활용할 수 없는 문제점이 있다. 속도센서를 사용하지 않고 유도전동기의 고정자 전압 및 전류로부터 회전속도를 추정하는 속도센서리스에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.^[7-10]

그러나 실용적인 적용의 문제점은 계산한 회전자자속이 고정자저항에 의존하기 때문에 시스템동작이 저속영역에서 악화되며 회전자자속의 계산은 전동기의 정지상태의 저속영역에서 수행하기 어려운 문제점이 있다.^[11-12]

본 연구에서는 회전자자속 추정자를 제시하고 지연 회로를 전동기에 유입된 전압 및 회전자자속의 지령치로 이용한다. 따라서 정지상태의 저속영역까지 회전자자속의 계산이 가능하다. 제시된 시스템은 광범위한 속도 및 부하범위에 대해 정밀 제어가 가능하며 유도전동기의 본래의 견고성을 유지하며 벡터제어의 장실인 토오크제어 기능 및 다이내믹한 속도 제어성능 갖춘 가변속 드라이브 시스템의 실현이 가능하다. 유도전동기의 속도센서리스 벡터제어의 특성을 시뮬레이션을 통하여 타당성을 입증한다.

II. 유도전동기의 모델링

벡터제어는 전기적 발생토오크에 의하여 회전자회로의 쇄교자속과 회전자전류와의 상호간섭에 의하여 독립적으로 제어하며 타여자 직류전동기와 등가 제어특성을 얻을 수 있다. 벡터제어의 이론은 유도전동기의 기초 방정식에서 유도한다. 각속도 ω 로 회전하는 계자상의 2축좌표(d, q)에 의하여 유도전동기의 전압 및 전류의 관계는 식(1)로 표현할 수 있다.^[13-15] 여

기서 유도전동기의 정수는 1상만 고려하면 전동기의 등가회로는 그림1과 같다.

- R_s, R_r : 고정자 및 회전자 저항
- L_s, L_r : 고정자 및 회전자 인덕턴스
- L_m : 상호 인덕턴스
- L_s, L_r : 고정자 및 회전자 누설 인덕턴스

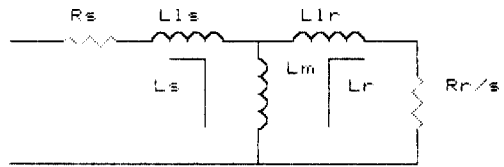


그림 1. 유도전동기의 등가회로
Fig. 1. Equivalence circuit of induction motor.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega L_s & L_m p & -\omega L_m \\ \omega L_s & R_s + L_s p & \omega L_m & L_m p \\ L_m p & -L_m(\omega - \omega_r) & R_r + L_r p & -L_r(\omega - \omega_r) \\ L_m(\omega - \omega_r) & L_m p & L_r(\omega - \omega_r) & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)을 상태 미분방정식 형태로 표현하면 식(2)와 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega + \omega_r \frac{1-\sigma}{\sigma} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} \\ -\omega - \omega_r \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_m L_r}{\sigma L_s L_r} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_s} & \omega - \frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_m L_r}{\sigma L_s L_r} & \sigma L_s & -\frac{R_r}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

- 여기서 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 이다.
- V_d, V_q : 고정자 d축 및 q축 입력전압
- I_d, I_q : 고정자 d축 및 q축 입력전류
- I_{dr}, I_{qr} : 회전자 d축 및 q축 전류
- ω 와 ω_r : 전기적 고정자 및 회전자 속도
- T_c : 발생 토오크
- p : 미분연산자
- P : 극수

전기적 발생토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (3)$$

회전자 자속쇄교수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_m (I_{ds} + I_{dr}) + L_r I_{dr} &= \psi_{dr} \\ L_m (I_{qs} + I_{qr}) + L_r I_{qr} &= \psi_{qr} \end{aligned} \quad (4)$$

만약 고정자전류가 드라이브 시스템에서 입력이라면 고정자 방정식은 시스템의 방정식으로 부터 편리하게 하기 위하여 생략하고 회전자 자속쇄교수에 의한 회전자 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$R_r I_{dr} p \psi_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi_{qr} = 0 \quad (5)$$

$$R_r I_{qr} p \psi_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi_{dr} = 0$$

슬립속도는 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r \quad (6)$$

회전자자속을 d축에 일치시켜 정렬하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$\psi_{dr} = \psi_r \quad (7)$$

$$\psi_{qr} = p \psi_{qr} \quad (8)$$

식(6), (7)과 (8)을 식(5)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 회전자 방정식을 얻는다.

$$R_r I_{qr} + \omega_{sl} \psi_r = 0 \quad (9)$$

$$R_r I_{dr} + p \psi_r = 0 \quad (10)$$

식(9)와 (10)을 식(4)에 대입하여 회전자전류를 구하면 다음과 같다.

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (11)$$

$$I_{dr} = \frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (12)$$

식(9)와 (10)에 식(11)과 (12)를 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} \psi_r = \frac{R_r L_m}{L_r} I_{qs} \quad (13)$$

$$p \psi_r = -R_r \left(\frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \right) \quad (14)$$

회전자 시정수는 다음과 같다.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (15)$$

회전자 시정수에 의해 시스템 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \psi_r} \quad (16)$$

$$p \psi_r \frac{1}{T_r} (-\psi_r + L_m I_{ds}) \quad (17)$$

$$T_e = k_r I_{qs} \psi_r \quad (18)$$

여기서 토크의 시정수는 $k_r = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r}$ 이다. 전기 기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2} (T_e - T_l) \quad (19)$$

식(17)과 (18)에서 알 수 있는 바와 같이 자속은 L_m 에 의해 거의 일정하게 제어될 수 있으며 토크는 I_{qs} 에 의해서 제어될 수 있다. 이는 타여자 직류전동기의 자속은 계자전류에 의해서 제어되고 토크는 전기자전류에 의해서 직접 제어되는 원리와 같다.

Ⅲ. 속도센서리스 벡터제어

속도센서리스 벡터제어는 벡터제어하기 위하여 $\frac{V}{f}$ 제어 이상의 토크제어 기능과 다이내믹한 속도 제어 성능을 얻을 수 있다.

슬립주파수 벡터제어 및 속도추정에 필요한 회전자 자속 및 q축 전류의 유도에 대하여 설명한다. 회전자 자속벡터 ψ_r 는 전동기의 단자전압 V_s 에서 고정자저항 R_s 및 누설 리액턴스 전압강하를 빼면 내부 유기전압 E_s 의 시간 적분치에 의하여 표현된다.

$$\psi_r = \int (V_s - R_s I_s) dt - \Pi, \quad (20)$$

여기서,

V_s, I_s : 고정자 전압벡터 및 전류벡터

Π : 고정자 및 회전자의 전 누설인덕턴스

$$\left[= L_s \left(1 - \frac{L_m}{L_s L_r} \right) \right]$$

전기적 토크 T_e 및 q축 전류성분 I_{qs} 는 각각 다음과 같다.

$$T_e = I_m [\bar{\psi}_r \cdot I_s] \quad (21)$$

$$I_{qs} = \frac{T_e}{|\psi_r|} \quad (22)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_r &: \psi_r \text{의 공액벡터} \\ I_m &: \text{허수부 기호} \end{aligned}$$

1. 전동기 파라미터의 영향

회전자 자속벡터의 식(20)를 이용하여 회전자자속 및 q축 전류를 연산할 경우에는 전동기 파라미터의 영향과 연산방법에 대하여 검토가 필요하다. 식(20)에 의해 전압, 전류에는 실제 검출치가 전동기 파라미터에 설정치로 이용된다. 전동기 파라미터의 실제치와 설정치의 편차를 합하여 자속 연산식(23)에 의하여 연산치의 특성을 평가한다.

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_r &= \int (V_s - R_s I_s) dt - l' I_s \\ &= \psi_r + \frac{\Delta R_s}{j\omega} I_s + \Delta l I_s \end{aligned} \quad (23)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \Delta R_s &= R_s - R_s^*, \quad \Delta l = l - l' \\ R_s^*, l' &: R_s, l \text{의 각각 설정치} \\ j &: \text{허수기호} \end{aligned}$$

회전자 자속벡터의 연산치를 진폭 $|\hat{\psi}_r|$, 위상오차 δ 로 분리하면 전동기 파라미터의 영향을 나타내는 식(24)과 (25)이 된다.

$$\begin{aligned} |\hat{\psi}_r| &= \left[\left(|\psi_r| + \Delta l I_s + \frac{\Delta R_s I_{qs}}{\omega} \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\Delta l I_{qs} + \frac{\Delta R_s I_{ds}}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ \delta &= \tan^{-1} \left[\frac{\Delta l I_{qs} - \frac{\Delta R_s I_{ds}}{\omega}}{|\psi_r| + \Delta l I_s + \frac{\Delta R_s I_{qs}}{\omega}} \right] \end{aligned} \quad (24) \quad (25)$$

식(24)에서 [] 내의 제1항은 $|\psi_r|$ 을 주성분으로 하기 때문에 식(26)로 근사화시킬 수 있으며 식(25)에서 누설 인덕턴스의 변화는 일반적으로 적기 때문에 식(27)으로 근사화시킬 수 있다.

$$|\hat{\psi}_r| = |\psi_r| \left(1 + \frac{\Delta R_s I_{qs}}{\omega L_m I_{ds}} \right) \quad (26)$$

$$\delta = -\frac{\Delta R_s}{\omega L_m} \quad (27)$$

이 결과는 회전자자속의 연산치는 저주파에 의하여 R-편차의 영향을 받는다는 것을 나타낸다. 회전자 자속벡터 및 고정자 전류벡터를 이용하여 전기적 토오

크 및 q축 전류성분을 구하면 식(28)과 (29)로 표현된다.

$$\hat{T}_e = T_e + \frac{\Delta R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2)}{\omega} \quad (28)$$

$$\hat{I}_{qs} = I_{qs} + \frac{\Delta R_s I_{ds}}{\omega L_m + \frac{\Delta R_s I_{qs}}{I_{ds}}} \quad (29)$$

전기적 토오크 연산치에서는 R-편차의 영향이 저주파수에서 크게 나타난다. q축 전류성분 연산치는 전기적 토오크 및 회전자 자속폭의 각각의 연산치에 영향을 주지만 R-편차의 영향이 상쇄적 경향이 있기 때문에 적게 나타난다.

그림2는 저속도 운전에 의하여 R의 변동에 대하여 q축 전류 및 회전자자속의 각각 연산치의 특성을 나타내고 있다. 그림에서 온도변화 50(°C)에 대하여 자속의 연산치는 15(%) 변화, q축 전류 지령치는 2.5(%)의 변화를 나타낸다. 이와 같이 q축 전류 연산치는 R-편차의 상쇄적 효과를 나타낸다.

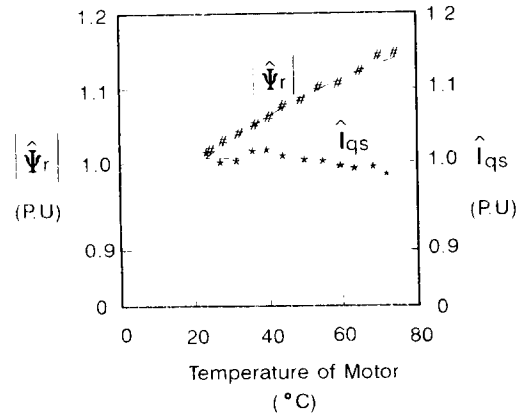


그림 2. 전동기의 온도변화에 대한 연산특성
Fig. 2. Calculated characteristics for temperature change of motor.

2. 시동, 저주파영역에 의한 자속벡터의 연산

전압 검출신호에서 적분연산에 의하여 구한 자속 연산신호는 직접 검출하는 자속 검출신호와 약간의 차이가 나타난다. 시동, 저주파영역에서 적분 연산상 중요한 점은 자속벡터의 초기 설정치 및 아나로그 적분기의 드리프트이다.

원활한 시동특성을 얻기 위해서는 효율좋은 속응적인 토오크 응답이 요구되기 때문에 자속벡터의 실제치와 연산치를 일치시킬 필요가 있다. 이를 위해서는

전동기 유기전압이 영의 상태에서도 전동기 자속과 자속 연산기신호는 서로 관계를 유지해야 한다. 일반적으로 적분연산에서는 초기치를 정하지 않는다.

일반적으로 드리프트를 억제하기 위하여 유한의 시정수를 갖는 지연회로를 적분기에 이용하지만 시정수가 클 때 완전적분기 근방에 드리프트가 크게 나타나고 q축 전류 연산치등에 드리프트가 생겨 지장을 초래한다. 즉 유한시정수의 지연회로에 의해 저주파영역에서의 자속연산 특성에 오차가 발생하여 토오크 변동을 야기시킨다. 이러한 시동, 저주파영역에 의한 자속연산을 개선시킬 필요가 있다. 본 연구에서 제시한 회전자 자속추정자는 그림3에 나타낸다. 지연회로를 이용하여 전압이 영인 상태에서도 자속 연산신호를 출력하기 위하여 전압 검출신호를 가하여 자속 지령신호를 입력한다. 지연회로의 시정수는 이러한 신호치에 관련하여 벡터제어의 성립상태에서는 자속 연산치는 정확한 값을 갖는 시정수를 선정한다. 계산한 회전자 유기전압 E_r 는 고정자전압에서 고정자 저항강하와 전 누설 리액턴스 전압강하를 뺀 결과이며 식 (30)와 같다.

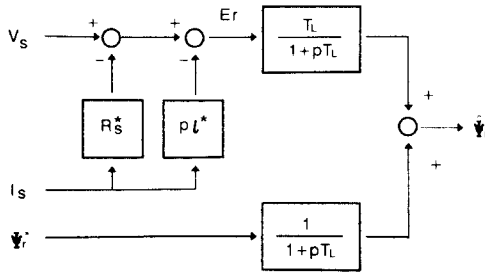


그림 3. 회전자 자속 추정기
Fig. 3. Rotor flux estimator.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_r &= \mathbf{V}_s - (\mathbf{R}_s' + l'p)\mathbf{I}_s \\ &= \mathbf{E} + (\Delta\mathbf{R}_s + \Delta lp)\mathbf{I}_s \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, $\mathbf{V}_s = V_s + j\mathbf{V}\beta$, $\mathbf{I}_s = i_s + j\mathbf{i}\beta$

따라서 계산한 회전자자속 $\hat{\psi}_r$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_r &= \frac{T_L}{1 + T_L p} \mathbf{E}_r + \frac{T_L}{1 + T_L p} \psi_r^* \\ &= \psi_r + \frac{\psi_r^* - \psi_r}{1 + T_L p} \end{aligned} \quad (31)$$

또한 정상상태에서는 $p=j\omega$ 에 의하여 식(32)으로 표

현할 수 있다.

$$\hat{\psi}_r = \psi_r + \frac{\psi_r^* - \psi_r}{[1 + (T_L \omega)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (32)$$

식(31) 및 (32)의 우변 제2항은 자속의 지령치와 실제치의 차에 기인한 편차항이다. 식(31)에 의해 초기 여자상태에서 $\psi_r^* = \psi_r$ 과 같이 설정하면 과도현상이 거의 나타나지 않는다. 또한 식(32)에 의해 $T_L \omega$ 가 큰 영역에서는 $\hat{\psi}_r$ 및 ψ_r 는 원래 일치한 시동에 의한 고속까지 연속적으로 연산이 가능한 것을 나타낸다.

그림4은 디지털 제어기, 계산기, 아나로그 제어기, 전류제어 PWM 인버터 및 유도전동기로 구성된 센서리스 벡터제어 시스템을 나타낸다. 그림3의 회전자 자속추정기에서 자속을 연산한 다음 그림4의 시스템에 나타나 있는 바와 같이 \hat{i}_{qs} 연산하면 다음과 같다.

$$\hat{i}_{qs} = \frac{\hat{\psi}_{\alpha r} i_{\beta r} - \hat{\psi}_{\beta r} i_{\alpha r}}{(\hat{\psi}_{\alpha r}^2 + \hat{\psi}_{\beta r}^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (33)$$

q축 전류 i_{qs} 와 \hat{i}_{qs} 를 비교한 다음 Δi_{qs} 를 얻고 주파수제어기에 의해 ω_r 를 얻을 수 있다. 자속의 추종을 양호하게 얻을 수 있으면 속도는 용이하게 얻을 수 있는 장점이 있으므로 회전기의 자속연산이 매우 중요하다. 센서리스 벡터제어하기 위하여 식(19)의 센서에 의해 구해지는 기계방정식을 사용하지 않고 회전자 자속추정기를 사용하여 속도를 연산하여 벡터제어를 행한다.

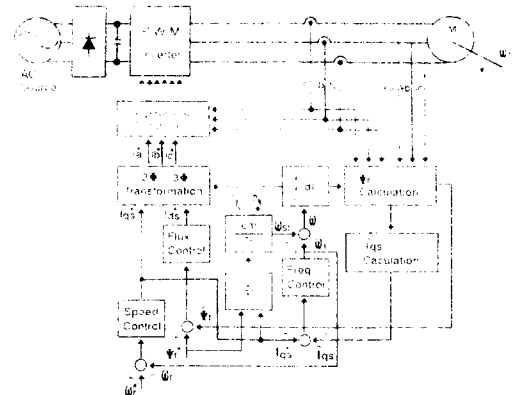


그림 4. 센서리스 벡터제어를 위한 드라이브 시스템
Fig. 4. Drive system for sensorless vector control.

전압 및 전류의 좌표변환^[13-15]에 의해 슬립주파수의 개념을 사용하여 회전자 자속위치를 구하면 다음과 같다.

$$\theta = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt \tag{34}$$

$$= \int \omega dt$$

속도 제어기, 자속 제어기 및 주파수 제어기는 PI 제어기를 이용하며 전류제어기는 HC(hysteresis controller)이용한다. [16-18]

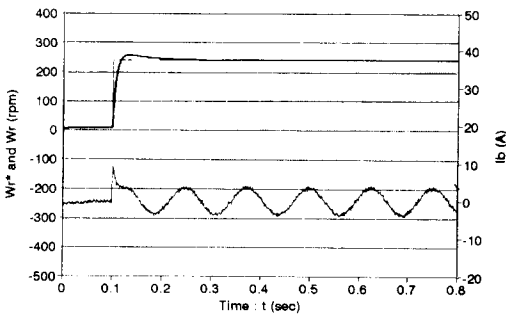
IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

속도센서리스 벡터제어를 위한 유도전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

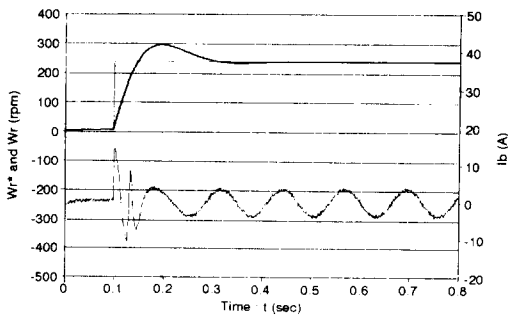
표 1. 유도전동기의 파라미터

Table. 1. Parameter of Induction Motor.

3 phase, 5 Hp, 220 V, 4 pole, 60 Hz
$R_s=0.277\Omega, R_r=0.183\Omega, L_s=55.3\text{ mH}$
$L_r=56.05\text{ mH}, L_m=53.846\text{ mH}, J=0.01667\text{ Kg}\cdot\text{m}^2$



(a)



(b)

그림 5. 시동속도의 응답

(a)초기여자가 있는 경우 (b)초기여자가 없는 경우

Fig. 5. Response of starting torque.

(a) With initial excitation.

(b) Without initial excitation.

그림5는 시동에 의한 속도응답 및 전류의 특성을 나타낸다. 전동기를 구속상태에서 속도지령을 0.1(sec)에서 240(rpm)으로 스텝변화시켜 초기여자가 없는 종래의 방법과 초기여자가 있는 본 방법의 여자 초기제어법의 효과를 나타낸다. 초기여자가 있는 경우에는 토크 센서의 응답성을 고려하면 전동기토크가 순시적으로 발생하고 속도 연산치도 과도상태를 포함하여 정도가 양호한 연산이 가능하다. 그러나 초기여자가 없는 경우에는 속도연산 특성이 양호하게 나타나지 않는다.

그림6은 속도를 500(rpm)으로 일정하게 운전시켜 토크전류 지령을 0.3(sec)에서 2(A)로 스텝변화시켜 전기적 토크의 응답특성 및 전류를 나타낸다. 토크전류 지령에 대해 신속하게 토크를 발생하며 양호한 토크응답을 얻을 수 있다.

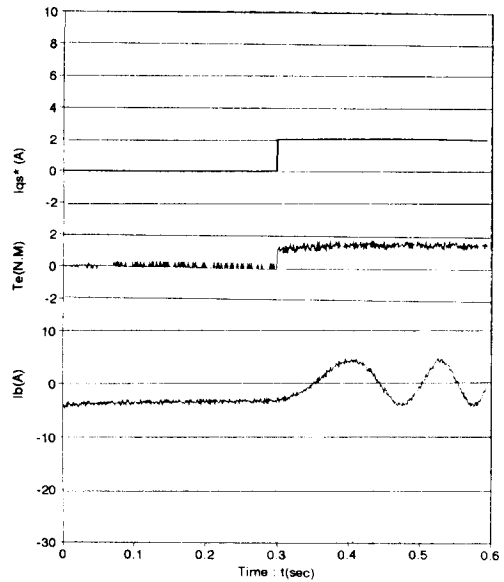


그림 6. 토크의 응답

Fig. 6. Response of torque.

그림 7은 토크 및 속도 특성을 나타내며 속도제어 범위 1:100에 의하여 정격 속도비 ±0.5(%)의 속도변동으로 제한하며 광범위한 속도로 토크전류의 연산 특성이 양호함을 알 수 있다.

그림8(a)는 전동기의 기준속도를 1400(rpm)으로 정상운전하다가 갑자기1500(rpm)으로 스텝적으로 가속했을 경우의 기준속도(위) 및 실제속도(아래)를 나타낸다. 실제속도가 기준속도를 고성능으로 양호하게 추종한다. 그림8(b)는 그림8(a)의 스텝속도에서 기준전류 및 실제전류를 나타내며 속도가 스텝적으로

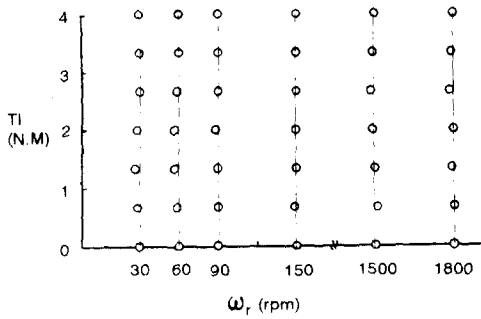
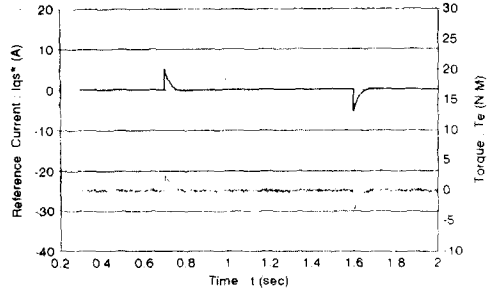


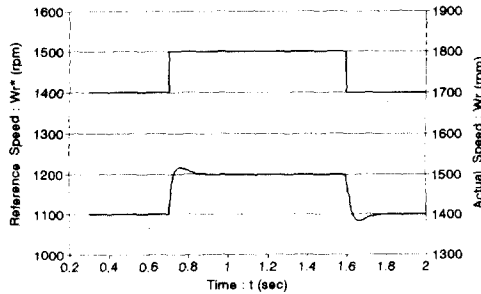
그림 7. 토크 및 속도 특성
Fig. 7. Characteristics of torque and speed.



(d)

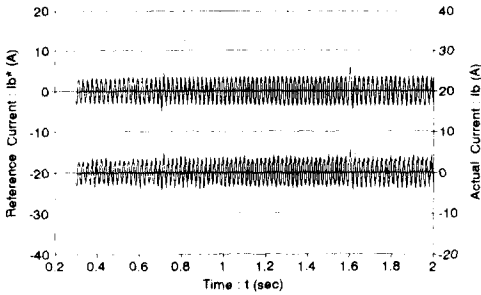
그림 8. (a) 스텝동작의 기준속도와 실제속도
(b) 기준전류와 실제전류
(c) 기준전류와 자속
(d) 기준전류와 토오크

Fig. 8. (a) Reference speed and actual speed of step operation.
(b) Reference current and actual current.
(c) Reference current and flux.
(d) Reference current and torque.



(a)

변화는 순간에는 전류가 약간 증가하며 위상은 변화하지 않고 실제전류가 기준전류를 잘 추종하고 있다. 그림8(c)는 기준전류 i_{ds} 및 ψ 의 결과이며 그림8(d)는 기준전류 i_{qs} 및 토오크 T_e 의 파형을 나타낸다. 기준전류 i_{qs} 에 토오크 T_e 가 양호하게 제어됨을 알 수 있다.



(b)

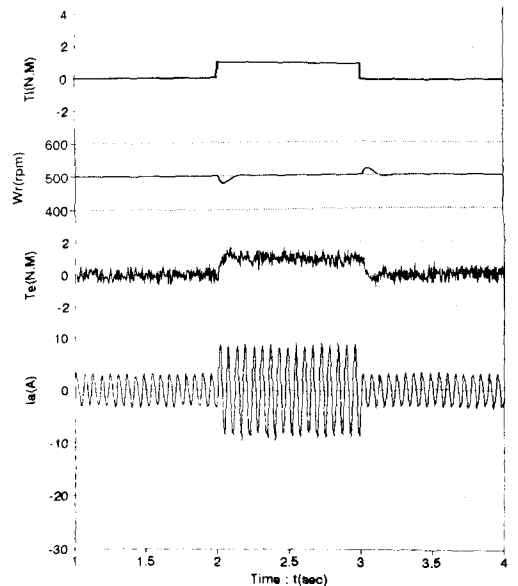
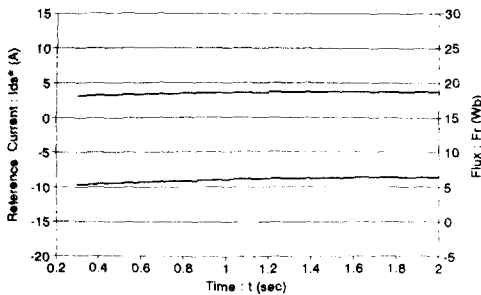


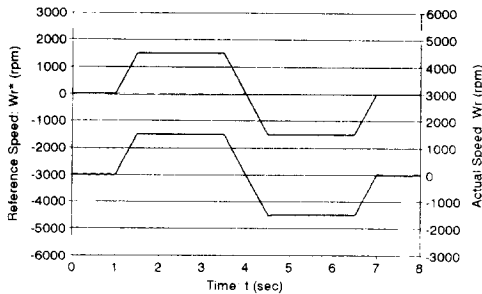
그림 9. 부하에 의한 응답특성
Fig. 9. Response with load.



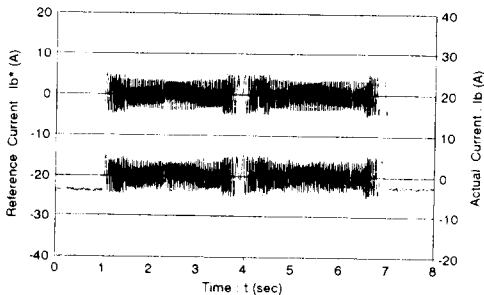
(c)

그림 9은 속도 500(rpm)으로 일정운전을 하고 있는 동안 2-3(sec)간 부하토크를 1(N·M)로 인가했을 때 속도 회복응답, 전기적 토크 및 전류를 나타낸다. 인가된 부하에 대해 안정된 속도 회복특성이 나타남을 알 수 있다.

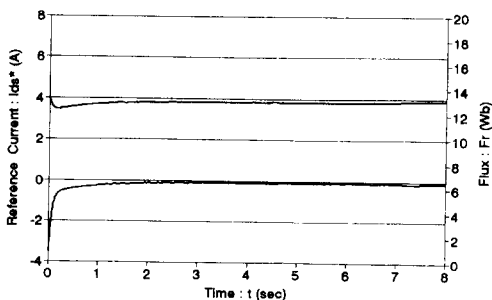
그림10(a)는 유도전동기의 4상한 운전시의 기준속도(위) 및 실제속도(아래)를 나타낸다. 기준속도를 영의 상태에서 1(sec) 후 1500(rpm)으로 가속시켜 정상운전을 하다가 다시 -1500(rpm)으로 감속할 경우의 동작특성이며 실제속도는 기준속도를 따라 양호하게 추종함을 알 수 있다. 그림10(b)는 그림10(a)의 기준속도에서 기준전류(위) I_b^* 및 실제전류(아래) I_b 를 나타낸다. 속도가 감속하여 역회전할 경우에는



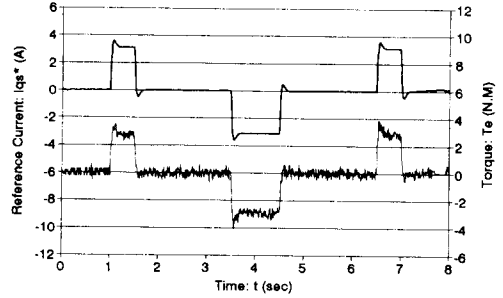
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 10. (a) 4상한 동작의 기준속도와 실제속도
(b) 기준전류와 실제전류
(c) 기준전류와 자속
(d) 기준전류와 토크

Fig. 10. (a) Referencr speed and actual speed of quadrature operation,
(b) Reference current and actual current,
(c) Reference current and flux,
(d) Reference current and torque.

위상이 바뀌며 실제전류는 기준전류를 잘 추종하고 있다. 그림10(c)는 i_{ds}^* 와 ψ_r 를 나타내며 초기상태를 지나 i_{ds}^* 가 일정하게 변화함에 따라 ψ_r 도 거의 일정하게 변화하고 있다. 그림10(d)는 i_{qs}^* 와 T_e 를 나타내며 i_{qs}^* 의 변화에 따라 T_e 는 거의 유사하게 추종되어 제어됨을 알 수 있다. 이는 벡터제어에서 자속은 d축 전류, 토크는 q축 전류에 의해 직접 제어되므로 타 여자 직류전동기와 등가적인 제어가 가능함을 나타낸다.

V. 결론

본 연구에서는 유도전동기의 고성능제어를 위한 속도센서리스 벡터제어의 새로운 방법을 제시한다. 회전자 자속추정자를 제시하고 지연회로를 전동기에 유입된 전압 및 자속의 지령치로 사용하여 광범위한 회전자속도 연산이 가능하므로 전동기의 속도센서를 구비할 필요가 없다. 이 특성을 전류제어 PWM 인버터 및 전동기 시스템을 구성하여 시뮬레이션 결과로 입증하였다.

본 연구에서 얻은 주요 결과는 다음과 같다.

- (1) 유도전동기의 4상한 운전시 실제속도는 기준속도에 양호하게 추종하고 있으며 전류 및 토크도 고성능제어가 가능하다.

- (2) 유도전동기의 정상상태 운전중 갑자기 속도를 스텝적으로 변화했을 경우에도 속도, 전류 및 토오크의 추종특성 및 고성능제어가 가능하다.
- (3) 속도센서가 구비되지 않더라도 속도제어의 정확성은 양호하며 타여자 직류전동기와 같은 제어특성을 얻을 수 있다.
- (4) 본 시스템은 제시된 자속 추정기에 의해 광범위한 주파수 영역까지 제어가 가능하며 토오크 제어의 성능은 고정자 및 회전자저항에 큰 영향을 받지 않는다.

앞으로의 연구과제는 초 저주파수 영역에 의한 운전은 전압에서 자속으로 변화할 경우에 본질적인 문제를 현대제어 이론등의 신기술로 해결 가능할 것이다. 또한 회전자 온도변화에 의한 회전자 저항치 변동은 슬립주파수를 변동하고 그 결과 회전자 변동이 생긴다. 전압 및 전류등을 이용한 전동기 온도를 추정하는 기술의 가능성 즉 다른 원리의 속도 추정법의 가능성에 대하여 검토가 연구과제이다.

參考文獻

- [1] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano, "Speed sensor-less vector control of induction motor with model reference adaptive system," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.189-195, 1987.
- [2] C. Schader, "Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.493-499, 1989.
- [3] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.380-384, 1991.
- [4] P.K. Nandam, G.F. Cummings and W. G. Dunford, "Experiment study of an observer-based shaft sensorless variable speed drive," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.392-396, 1991.
- [5] Y.R. Kim, et al., "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended kalman filter," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.594-599, 1992.
- [6] T. Iwasaki and T. Kataoka, "Application of an extended kalman filter to parameter identification of an induction motor," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.248-253, 1989.
- [7] 大谷繼利, "速度 세이살레스벡토리얼 제어에 의한電動機베라히메타의低感化," *日本電學論D 110(平成2-5)*, pp.497-505, 1990.
- [8] 奥山俊昭, 藤本登, 藤正洋, "速度·電壓 세이살레스벡토리얼 제어에 의한制御定數設定誤差의影響とその補償," *日本電學論D 110(平成2-5)*, pp.477-486, 1990.
- [9] R.M. Cuzner, R.D. Lorenz and D.W. Novotny, "Application of non-linear observers for rotor position detection on an induction motor using machine voltages and currents," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.416-422, 1990.
- [10] H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field orientation control of the induction machine," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.385-391, 1991.
- [11] M.P. Kazmierkowski and H. Kopcke, "A simple control system for current source induction motor drives," *IEEE Trans. IA*, vol. IA-21, no.5, pp.617-623, 1985.
- [12] X. Xu, R. De Doncker and D.W. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive," in Proc. IEEE-PESC '88, Kyoto, Japan, pp.870-876, 1988.
- [13] P.C. Krause, "Analysis of electrical machinery," *McGraw-Hill Book Co.*, 1986.
- [14] G.A. Capolino and B. Du, "Extended kalman observer for induction motor currents," *Proc. EPE*, vol.3, pp.672-677, 1991.
- [15] R. Krishnan and F.C. Doran, "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems," *IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp.510-524, 1984.

- [16] Y.J. Lee, et al., "Space vector based current controller for vector control of AC motor." The Journal of KICS, vol. 15, no.9, pp.753-763, 1990.
- [17] D.H. Chung, "Control characteristics of current controlled for vector controlled PWM using vector control in VSI-IM drive system." Journal of KITE, vol. 28-B, no.12, pp.38-50, 1991.
- [18] D.H. Chung, "The characteristics of control scheme and inner feedback control with HC of current-controlled PWM inverter." The trans. KIEE, vol. 41, no.9, pp.1031-1041, 1992.

 著 者 紹 介



鄭 東 和(正會員)

1955年 8月 15日生, 1979年 2月 영남대학교 전기공학과 졸업. 1981年 2月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학석사 학위 취득. 1987年 8月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학박사 학위취득. 1988年 3月 ~ 1989年 4月 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989年 4月 ~ 현재 순천대학교 전기공학과 조교수. 주관심분야는 전력전자 및 전기기기 제어, 시스템제어, 마이크로프로세서 응용 등임.