

論文 8-4-1

자속관측기를 이용한 유도전동기 센서리스제어의 특성해석

朴龍煥*, 崔鐘宇**, 金興根**, 金珍圭***, 崔營泰****, 魯義哲[§], 全泰園^{§§}

A Study on the Characteristics of Thyristor Controlled Shunt Compensator

Yong-Hwan Park, Jong-Woo Choi, Heung-Geun Kim, Jin-kyu Kim,
Young-Tae Choi, Eui-Chel Nho, and Tae-Won Chun

요 약

유도전동기의 벡터제어를 수행하기 위해서 회전자 자속의 위치정보가 필수적이다. 하지만 정확한 회전자 위치정보를 얻기 위해서는 속도정보가 필수적이다. 속도정보 없는 개루프 방식의 제어나 전동기 방정식을 이용하는 방법들은 노이즈나 전동기 상수오차등에 의해 적용하기 어렵다. 본 논문에서는 자속관측기와 속도추정기를 분리하여 임의의 자속관측기를 사용할 수 있는 속도추정기를 제안하고 기존의 세 가지 자속관측기를 제안된 속도추정기에 적용하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 속도추정기의 타당성을 검증하였고 세 가지 자속관측기의 특성을 분석하였다.

ABSTRACT

The rotor flux position is needed to perform vector control of induction motor. But rotor speed information is needed to get accurate the rotor flux position. It is difficult to implement the open loop method without speed information or the motor equation only because of noise or the motor parameter error. This paper presents the speed estimator can use the arbitrary rotor flux observer by separating the flux observer and speed estimator and apply the three flux observers proposed by Ohtani, Lorenz and full order flux observer. The validity of speed estimator presented is verified and the performance using the three rotor flux observers is analyzed by the simulation and experiment.

Key Words : Rotor flux observer, Speed estimator, Sensorless control.

1. 서 론

최근에 디지털 기술과 전력용 반도체 소자의 발전으

로 인하여 유도전동기의 가변속 구동이 가능해지게 되었으며 벡터제어를 통하여 고성능 가변속 제어 및 토크 제어가 가능해졌다. 유도전동기의 벡터제어에서 전동기의 속도정보가 필수적이다. 이러한 속도 정보를 얻기 위해 타코제너레이터 혹은 엔코더 등의 속도센서를 사용한다. 하지만 이러한 속도 센서를 사용하기 어려운 환경에서나 또는 속도센서 등의 고장으로 인하여 속도 정보를 얻지 못할 경우 속도센서 없이 벡터제어를 구현하여야 한다.

유도전동기의 센서리스 제어를 위하여 다양한 자속 관측기법과 속도 추정기법이 연구되었다. 이들은 크게

* 정회원, 테크로드 연구원

E-mail : itsmeyh@lycos.co.kr

** 정회원, 경북대 전자전기공학부 교수

*** 정회원, 대구공업대학교 전기전자과 부교수

**** 정회원, 영진전문대 전기공학과 조교수

[§]정회원, 부경대 전기제어계측공학부 교수

^{§§}정회원, 울산대 전기전자 및 자동화공학부 교수

접수일자 : 2003. 4. 7

1차심사 : 2003. 5. 9

심사완료 : 2003. 5.20

네가지로 분류할 수 있는데 첫째, MRAS(Model Reference Adaptive System) 방법, 둘째, ASO (Adaptive Speed Observer) 방법, 셋째, 칼만필터를 이용한 방법, 넷째, 고주파 주입방법 등이다. 그 외에도 인공지능등을 이용한 방법들도 연구되었다^[1]. 유도전동기의 벡터제어를 수행하기 위하여 회전자 자속의 위치를 파악하여야 하는데 정확한 자속의 위치를 파악하기 위해서 회전자 속도정보가 필요하다. 회전자 속도 정보 없이 순수한 전동기의 방정식만을 이용하여 속도를 추정하고 속도정보 없이 전압모델만을 이용하여 회전자의 위치를 파악하는 게루프 방식을 사용할 경우 노이즈나 전동기상수의 오차에 의해 실제 사용이 불가능하다.

본 논문에서는 자속관측기와 속도추정기를 분리하여 임의의 자속관측기를 사용할 수 있는 속도추정기를 제안하고 이 속도추정기에 오타니(Otani)가 제시한 자속관측기와 로렌츠(Lorenz)가 제시한 자속관측기 그리고 전차원 자속관측기에서 관측한 자속을 이용하여 속도 센서리스 제어를 구현한 후 제안한 속도 추정기의 타당성과 세 가지 자속관측에 따른 제어성능을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증 및 분석하였다.

2. 본 론

2.1 자속관측기

측정된 고정자전압과 전류를 이용하여 고정자 전압 방정식에서 고정자 자속을 구하고 식 (2)에서 회전자 자속을 계산한다.

$$\lambda_s^s = \frac{1}{s} (\mathbf{v}_s^s - r_s \mathbf{i}_s^s) \quad (1)$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_s^s - \sigma L_s \mathbf{i}_s^s) \quad (2)$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{1}{s} (\mathbf{v}_s^s - r_s \mathbf{i}_s^s) - \sigma L_s \mathbf{i}_s^s \right) \quad (3)$$

2.1.1 오타니 모델의 자속관측기^[2]

식 (3)을 이용하여 자속을 구할 경우 순수적분에 의하여 몫셈에 의한 발산으로 직접 사용할 수 없으므로 식 (4)와 같이 고주파 통과필터를 이용하여 사용할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s}{s + \omega_c} \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{1}{s} (\mathbf{v}_s^s - r_s \mathbf{i}_s^s) - \sigma L_s \mathbf{i}_s^s \right) \quad (4)$$

식 (4)의 경우 차단각주파수 ω_c 이하에서는 사용이 불가능하므로 자속지령 λ_r^{s*} 에 저주파 통과필터를 사용하면 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{1}{s + \omega_c} \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s^s - (r_s + \sigma L_s s) \mathbf{i}_s^s) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \lambda_r^{s*} \quad (5)$$

식 (5)에서 추정된 각과 회전자 자속지령의 진폭이 정확한 경우, 전압모델의 고주파 통과필터에 의한 오차가 회전자 지령자속의 저주파 통과필터에 의하여 보상된다.

전압모델을 이용하여 구한 식 (3)의 λ_r^s 를 $\lambda_{r_vm}^s$ 이라고 정의하면 식 (5)는 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s}{s + \omega_c} \lambda_{r_vm}^s + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \lambda_r^{s*} \quad (6)$$

2.1.2 고피나스 모델의 자속관측기^[6]

회전자 전압방정식을 회전자 자속과 고정자 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$p \lambda_r^s = - \left(\frac{R_r}{L_r} - j \omega_r \right) \lambda_r^s + R_r \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_s^s \quad (7)$$

전류모델에서 구한 λ_r^s 를 $\lambda_{r_cm}^s$ 이라고 정의하고 식 (3)과 식 (7)을 이용하여 고피나스 모델의 자속관측기를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r_cm}^s \quad (8)$$

식 (8)은 전압모델에 고주파 통과필터가, 전류모델에는 저주파 통과필터와 대역 통과필터가 곁해진 형태로 볼 수 있으며 전류모델에서 전압모델로 전이되는 주파수를 필터의 차단각주파수로 해석하여 PI제어기의 이득을 2차 버터워스 필터의 개념에서 설계하면, $K_p = \sqrt{2} \omega_c$, $K_i = \omega_c^2$ 이다.

식 (8)에서 $\lambda_{r_cm}^s$ 을 λ_r^{s*} 로 두면 식 (9)와 같고 이는 속도 센서리스제어에 사용할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_r^{s*} \quad (9)$$

이는 식 (6)의 오타니 모델과 비교하면 오타니 모델은 1차필터를 고피나스 모델은 2차필터를 적용한 형태이며 그림 1은 오타니 모델과 고피나스 모델의 자속관측기이다.

이 두 모델은 필터의 차수의 차이만 있으며 동일한 구조를 가진다.

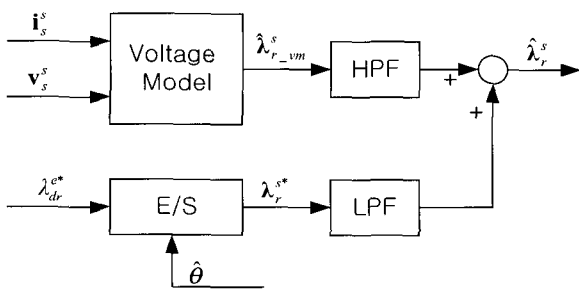


그림 1 오타니 모델과 고피나스 모델의 자속관측기
Fig. 1 Flux observer of Ohtani model and Gopinath model

2.1.3 전차원 자속관측기^[3]

유도전동기의 상태방정식을 고정좌표계에서 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s \quad (10)$$

여기서 고정자 전류와 회전자 자속을 함께 추정하는 상태관측기는 식 (11)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (11)$$

여기서 ‘^’는 추정된 값이고 **G** 는 관측기의 이득행렬이며 식 (12)와 같다.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

관측기의 이득은,

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_2 = (k-1)a_{i22}, \\ g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}), \quad g_4 = c(k-1)\hat{a}_{i22} \quad \text{이다.}$$

2.2 속도 추정

그림 2에서 θ_{est} 는 자속관측기에서 관측된 자속각을, $\hat{\theta}$ 는 좌표변환에 사용되는 제어각으로 정의하면 벡터 제어를 수행할 경우 θ_{est} 와 $\hat{\theta}$ 는 동일한 값이 되도록 제어하면 된다.

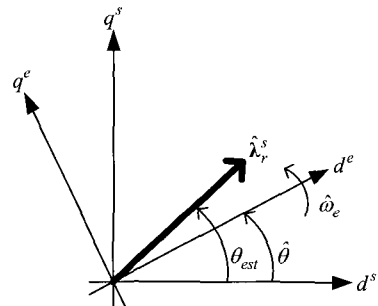


그림 2 자속각과 제어각
Fig. 2 Flux angle and Control angle

2.2.1 속도추정기

그림 3은 속도추정기의 블록도이다. 여기서 x_{est} 는 자속관측기를 이용한 정보를 \hat{x} 는 속도추정기를 이용한 정보를 나타낸다. 이 두 신호의 차이를 PI제어하여 동기속도를 추정하고 이를 적분하여 제어각을 구한다.

그림 3에서 PI제어기의 입력가능한 신호는 q축전류와 q축 회전자 자속 그리고 자속각과 제어각의 차이다. 이는 표 1에 나타나 있다.

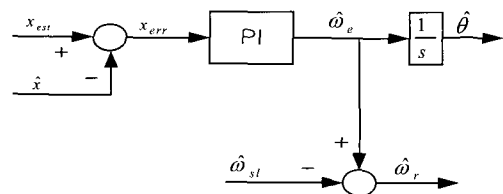


그림 3 속도추정기 블록도
Fig. 3 Block diagram of speed estimator

표 1 PI제어기 입력신호
Table 1 Input signal of PI controller

x_{est}	$i_{qs_est}^e$	λ_{gr}^e	θ_{est}
\hat{x}	\hat{i}_{qs}^e	0	$\hat{\theta}$

2.2.2 q축전류를 이용한 방법

그림 4는 q축전류를 이용한 속도추정기이다. 측정된 전류에 자속관측기를 이용하여 구한 전류 i_{qs}^e 와 속도추정기를 이용하여 구한 i_{qs}^e 를 이용하여 동기속도 및 제어각을 구한다.

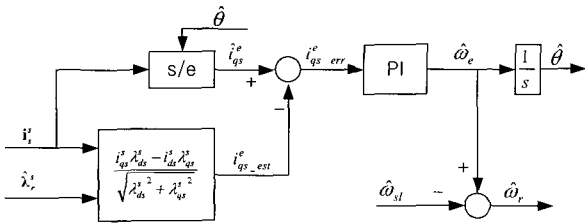


그림 4 q축전류를 이용한 속도추정기
Fig. 4 Speed estimator using q-axis current

2.2.3 q축 회전자 자속을 이용한 방법

그림 5는 q축 회전자 자속을 이용한 속도추정기이다. 자속관측기에서 관측된 회전자 자속 λ_{qr}^e 가 0이 되도록 PI제어하여 동기속도 및 제어각을 구한다.

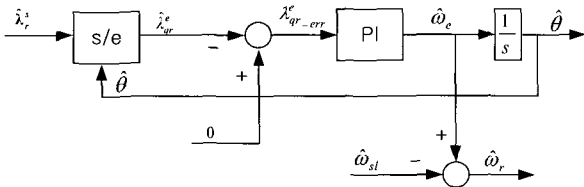


그림 5 q축회전자 자속을 이용한 속도추정기
Fig. 5 Speed estimator using q-axis rotor flux

2.2.4 자속각과 제어각을 이용한 방법

그림 6은 자속각과 제어각을 직접 이용한 속도추정기이다. 자속관측기에서 관측된 자속에서 θ_{est} 와 속도추정기에서 구한 $\hat{\theta}$ 의 차이를 PI제어하여 동기속도와 제어각을 구한다.

그림 6에서 자속각과 제어각의 관계를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\theta} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p + K_i} \theta_{est} \tag{16}$$

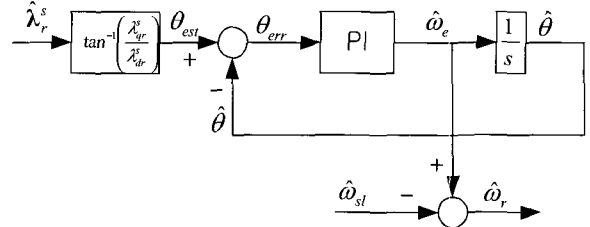


그림 6 자속각과 제어각을 이용한 속도추정기
Fig. 6 Speed estimator using flux angle and control angle

식 (16)에서 $K_p = 2\xi\omega_n$, $K_i = \omega_n^2$ 으로 두고 ξ 와 ω_n 을 오버슈트가 없으며 속도제어기와 비슷한 차단각 주파수를 갖게 설계한다.

2.2.2절과 2.2.3절에 소개된 동기좌표계 q축 전류를 이용하는 방법과 q축 회전자 자속을 이용하는 방법 모두 자속관측기에서 관측된 자속각을 이용하여 변환된 값과 속도추정기를 이용하여 생성한 제어각을 이용하여 변환된 값의 차이를 이용하였으므로 자속각과 제어각을 직접 이용하는 방법과 유사하게 제어를 설계할 수 있다. 하지만 앞의 두 방법은 모두 삼각함수를 이용한 좌표변환 과정이 필요하므로 추가적인 계산량이 필요하다.

2.3 임의의 자속관측기를 사용한 속도추정기

2.2절의 세 가지 속도추정기를 이용하여 그림 7과 같이 임의의 자속관측기를 사용할 수 있는 속도추정 시스템을 구성할 수 있으며 동일한 속도추정기를 사용할 경우 센서리스 제어특성이 자속관측기의 특성에 의존하게 될 것임을 예측할 수 있다.

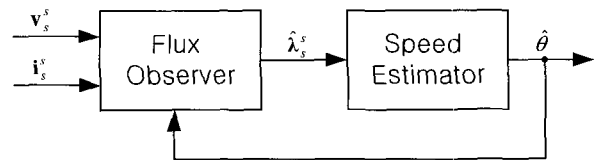


그림 7 임의의 자속관측기를 사용한 속도추정 시스템
Fig. 7 Speed estimation system using arbitrary flux observer

2.4 시뮬레이션 및 실험

2.4.1 시스템 구성

그림 8은 유도전동기 센서리스 제어시스템의 블록도

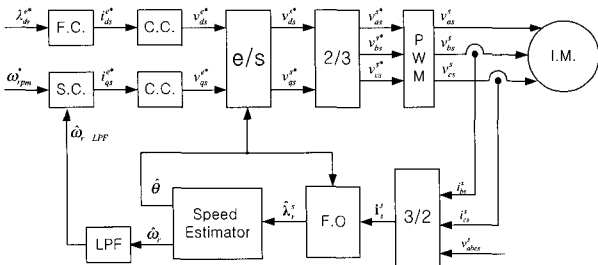


그림 8 유도전동기 센서리스 제어시스템 블록도
Fig. 8 Block diagram of Induction motor sensorless control system

표 2 유도전동기 정격 및 상수
Table 2 Induction motor rates and parameters

정격출력	3.7 [kW]	r_s	0.75 [Ω]
정격전압	220 [V]	r_r	0.45 [Ω]
정격전류	13.5 [A]	L_s	74.33 [mH]
극수	4	L_r	74.33 [mH]
정격주파수	60 [Hz]	L_m	72.62 [mH]
정격속도	1730 [rpm]	J	0.06[kg · m ²]

이다. 유도전동기의 직접벡터제어시스템의 구조에 속도추정기가 추가된 형태이므로 기존의 직접벡터제어시스템의 구조를 그대로 사용할 수 있다. 시뮬레이션 및 실험 모두 동일한 제어구조를 사용하였다.

시뮬레이션 및 실험에 5마력 유도전동기가 사용되었으며 표 2에 시뮬레이션 및 실험에 사용된 유도전동기의 정격 및 상수를 나타내었다.

시뮬레이션 및 실험에서 자속관측기 부분에 기술된 세 가지 모델을 적용하였으며 속도추정기는 자속각과 제어각을 직접 이용하는 방법을 사용하였다. 속도추정기의 PI제어기의 이득은 $\xi = 0.707$, ω_n 은 속도제어기의 차단각 주파수와 동일하게 두었다.

오타니 모델의 자속관측기는 1차필터의 시정수를 유도전동기의 회전자 시정수의 2배로 두었으며 이와 동일한 차단각 주파수를 고피나스 모델에 적용하였다. 그리고 전차원 관측기의 이득행렬의 k 는 1.2로 설정하였다.

그림 8은 실험에 사용된 유도전동기 센서리스제어의 실험장치 구성도이다. 본 논문의 실험은 TI사의 TMS320C32-60MHz를 사용하였으며 4.4[kW] 서보모터를 유도전동기와 직렬로 접속하여 토크제어모드로

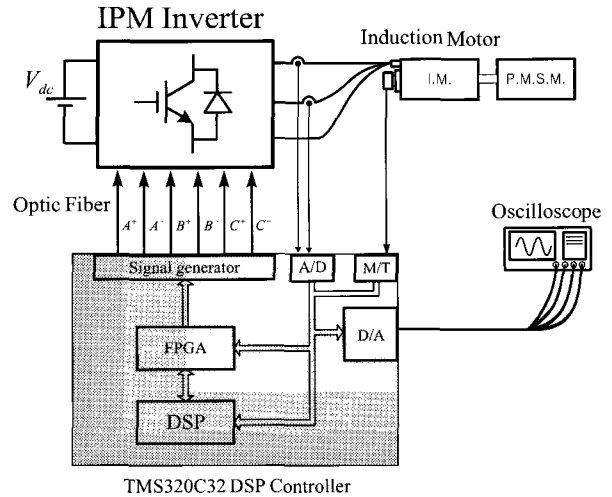


그림 9 유도전동기 센서리스제어 실험장치
Fig. 9 Overall IM Sensorless drive experimental set

사용하여 부하를 인가하였다. 실제속도를 측정하기 위하여 엔코더를 부착하였으며 실험과정의 관찰을 위하여 DA컨버터를 사용하여 오실로스코프로 관찰하였다. PWM 스위칭 주파수는 10[kHz]이고 전류제어기는 스위칭 주파수와 동일한 10[kHz]를 속도제어기는 1[kHz]로 설정하였다.

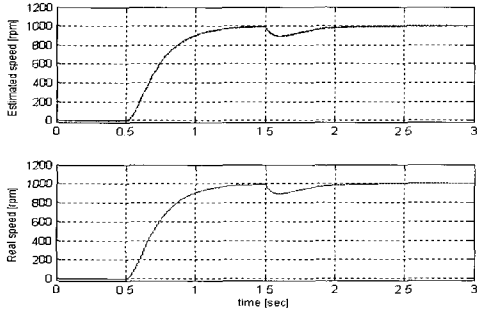
자속관측기 및 속도추정기는 전류제어기 내부에 구성하였으며 전류제어기는 PI제어기를 사용하고 차단각 주파수를 1000[rad/sec]로 두었으며 속도제어기는 IP제어기를 사용하고 40[rad/sec]로 설정하였다.

2.4.2 시뮬레이션 및 실험 결과

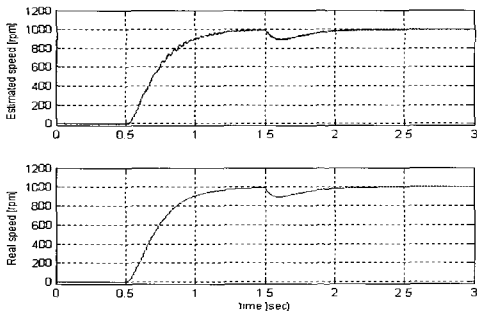
그림 10은 계단 속도지령에 대한 속도 응답특성의 시뮬레이션 결과이고 그림 11은 50% 부하를 인가한 상태에서 고속영역에서의 계단 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험결과이다. 그림 10과 그림 11에서 고속에서 본 논문에서 제안한 속도추정기가 원활하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 11에서 오타니 모델과 전차원 관측기는 저속영역에서 속도의 흔들림이 작고 고피나스 모델은 다소 흔들리고 있음을 알 수 있다. 저속영역에서 오타니 모델은 약 50[rpm], 고피나스 모델은 약 100[rpm] 그리고 전차원 자속관측기는 약 30[rpm]까지 운전이 가능하다. 그림 12는 전차원 관측기를 사용한 무부하시의 저속영역에서의 계단속도지령에 대한 속도응답이다.

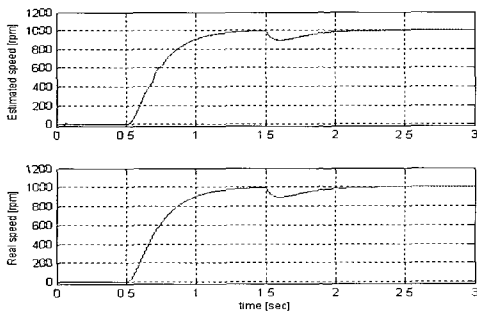
그림 13은 고속영역에서 세 가지 모델에 대한 추정속도와 실제속도의 리플이다. 세 가지 모델 모두 중속 이상의 영역에서는 비슷한 속도제어성능을 보이지만



(a) 오타니 모델



(b) 고포나스 모델

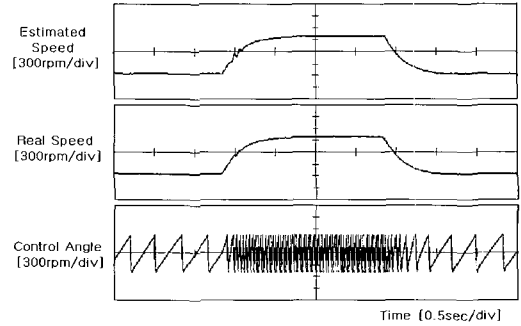


(c) 전차원 관측기

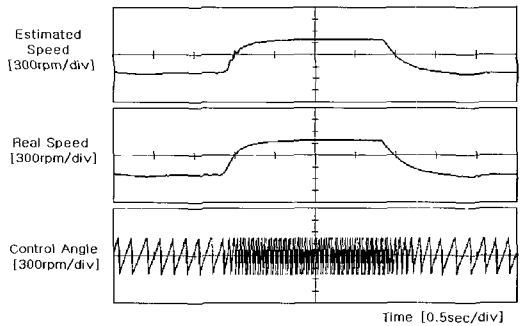
그림 10 고속영역에서의 속도제어(시뮬레이션)
Fig. 10 Speed control at high speed region
(0[rpm] → 1000[rpm], 50% Load)

그림 13에서 오타니 모델의 경우 속도리플이 다소 크다. 이는 1차 필터에 의해 회전자 자속지령성분이 포함되기 때문에 동기속도와 같은 리플이 추종속도에 포함되므로 발생한다.

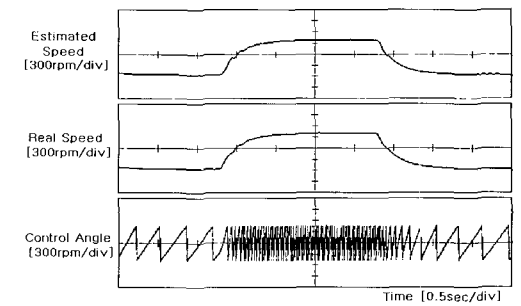
중속이상의 속도영역에서는 속도리플이 가장 작은 고포나스 모델이 가장 우수하며 저속영역에서는 오타니 모델과 전차원 자속관측기가 제어능력이 우수하다.



(a) 오타니 모델



(b) 고포나스 모델



(c) 전차원 관측기

그림 11 계단 속도지령에 대한 속도응답
Fig. 11 Speed response for Step speed reference
(a,c : 50 → 1000[rpm], 50% Load
b : 100 → 1000[rpm], 50% Load)

3. 결 론

본 논문은 기존의 직접벡터제어 시스템에 추가하여 사용할 수 있는 속도추정기를 제안하고 이를 이용하여 임의의 자속관측기를 사용할 수 있는 일반화된 센서리스 제어시스템을 구성하였다.

오타니 모델, 고포나스 모델 그리고 전차원 관측기를 본 시스템에 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 통하

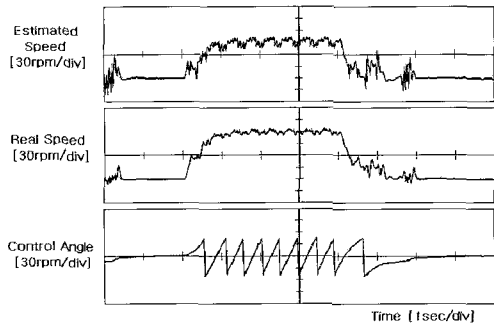
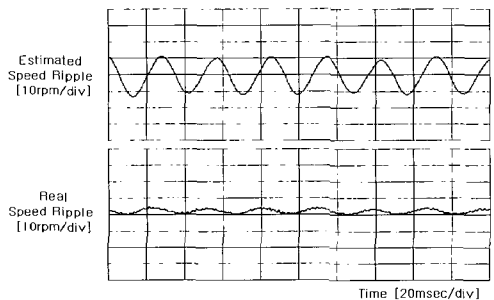
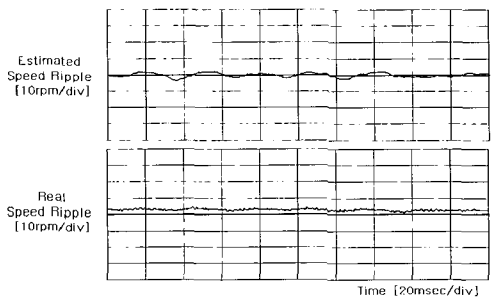


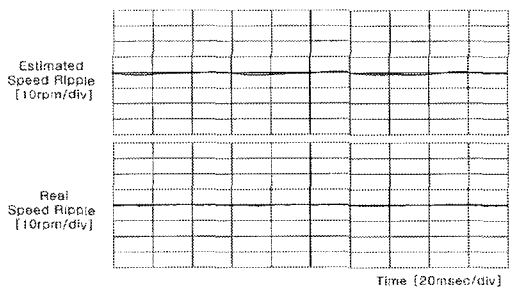
그림 12 전차원 관측기 사용시 계단속도지령에 대한 속도응답
 Fig. 12 Speed response for step speed reference using Full order observer (0 → 30[rpm], No Load)



(a) 오타니 모델



(b) 고퍼나스 모델



(c) 전차원 관측기

그림 13 추정속도 및 실제속도 리플
 Fig. 13 Ripple of estimated speed and real speed (1000[rpm], 50% Load)

여 제안된 속도추정기를 사용한 센서리스 제어시스템의 타당성을 검증하고 자속관측기에 따른 센서리스 제어특성을 살펴보았다. 저속영역에서의 제어특성은 추정된 속도를 이용하는 전차원 관측기가 가장 우수하며 오타니 모델은 고퍼나스 모델보다 좋은 특성을 보이나 오타니 모델은 고속영역에서 속도리플이 나타난다.

제안된 속도추정기는 기존의 직접벡터제어시스템에 간단한 PI제어기만을 추가하여 사용할 수 있으므로 구현이 용이하며 유도전동기의 센서리스 제어시스템에서 자속관측과 속도추정기능을 분리하여 여러 가지 자속관측기의 성능을 검증할 수 있으며 센서리스 제어시스템에서 새로운 자속관측기의 개발에 도움이 될 것으로 기대된다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers", in IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 5, Sep./Oct. 1992.
- [2] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", in IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 1, pp. 157~164, Jan./Feb. 1992.
- [3] H. Kubota, K. Matusse, and T. Nakano, "DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", in IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 2, pp. 344~348, 1993.
- [4] J. Ha and S. Sul, "Sensorless Field Orientation Control of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection," in IEEE Trans. on IA, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999.
- [5] Y. Kim and S. Sul, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor using Extended Kalman Filter", in IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, Sep./Oct. 1994.
- [6] Patric L. Jansen and Robert D. Lorentz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for field Oriented induction Machine Drives", IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 1, pp. 101~110, Jan./Feb. 1994.
- [7] J.H. Kim, J.W. Choi, and S.K. Sul, "Novel Rotor Flux Observer using Observer Characteristic Function in Complex Vector Space for Field-Oriented Induction Motor Drives", IEEE Trans. IA. vol. 38, no. 5, pp. 1334~1343, Sep./Oct. 2002.

저 자 소 개



박용환(朴龍煥)

1972년 4월 23일생. 1998년 경북대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 테크로드 연구원.



최종우(崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수. 당 학회 학술위원.



김흥근(金興根)

1954년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 편집이사.



김진균(金珍圭)

1961년 1월 7일생. 1984년 고려대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년~1989년 삼성전자 근무. 2002년 경북대학교 전기공학과 박사과정수료. 1989년~현재 대구공업대학교 전기전자과 부교수.



최영태(崔營泰)

1950년 12월 26일. 1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1974년~1978년 LG전자 근무. 1978년~86년 현대엔지니어링 근무. 1986년~1991년 GE-Korea 근무. 1998년 경북대 전기공학과 졸업. 현재 영진전문대 전기공학과 조교수.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 현재 부경대 전기제어계측공학부 조교수. 당 학회 편집위원.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 울산대 전기전자 및 자동화공학부 교수. 당 학회 편집이사.