

권선형 유도전동기 제어 시스템의 유지·보수 성능 향상을 위한 센서리스 벡터제어

李 弘 熙, 朴 昌 根, 鄭 義 憲

Sensorless Vector Control to Improve Maintenance Problem in Wound Rotor Type Induction Motor Control System

Hong-Hee Lee, Chang-Keun Park, Ui-Hern Jeong

요 약

산업 현장에서 널리 사용되고 있는 권선형 유도전동기 제어 시스템은 외부 2차 저항과 각종 접점으로 인해 효율과 유지·보수상의 문제점을 안고 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 기존의 전동기 시스템에 별도의 장치를 부과하지 않고 2차 전류만을 검출하여 간단히 권선형 유도전동기를 제어할 수 있는 센서리스 벡터 제어 기법을 제안했다. 즉, 권선형 유도전동기를 제어하기 위해 필요한 기존의 외부 2차 저항이나 전자접촉기들을 제거하고 회전자측을 완전히 단락시켜 2차 저항에 의한 전력손실이나 접점의 마모로 인한 유지·보수상의 문제점을 제거했다. 또한, 제안된 센서리스 벡터제어 알고리즘은 기존의 알고리즘과는 달리 여자 전류 및 슬립주파수 측정에 전동기 2차 저항을 사용하지 않기 때문에 2차 저항 변동으로 인한 벡터제어의 불완전함을 제거했다. 아울러 디지털 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 알고리즘의 타당성을 확인을 하였다.

ABSTRACT

The wound rotor type induction motor(WRIM) control system which is widely used in the industry has many maintenance problem because of external resistors and magnetic contactors. In this paper, the simple sensorless vector control algorithm for WRIM is proposed without any additional devices except detecting rotor currents. Because the external resistors are disconnected and the rotor slip rings are shorten, the power loss due to external resistors is removed and the maintenance problem is improved remarkably. Also, the vector control performance becomes better because the proposed sensorless vector control algorithm does not use the rotor resistance which is usually used to estimate the slip frequency in case of indirect vector control scheme.

The proposed algorithm is verified by the digital simulation and the experiment.

Key Words : WRIM, Sensorless vector control, Maintenance problem, Rotor resistance

1. 서 론

크레인이나 호이스트는 산업 현장에서 물류 운반용으로 많이 사용되고 있으며 여기에 사용되는 구동장치는 권선형 유도전동기가 대부분이다. 권선형 유도전동기는 슬립링과 브러쉬를 통해 외부 저항의 크기를 조절하여 속도제어를 행하고 있기 때문에 외부 저항이나

전자접촉기와 같은 부가적인 기계장치로 말미암아 전동기 제어 시스템의 효율이 떨어질 뿐 아니라 주기적인 유지·보수가 필요하다.^[1] 따라서 권선형 유도전동기 제어 시스템에서 운전 효율 및 유지·보수 성능의 향상은 대단히 중요한 문제이다.

크레인이나 호이스트용 구동 전동기는 속도제어 범위가 넓고 동적 토크 특성이 좋아야 하는데 이러한 제

어 특성을 만족시킬 수 있는 제어기법으로는 벡터제어 기법을 들 수 있다. 벡터제어 기법은 전동기의 고성능, 고정밀 속도 제어를 가능하게 하나 이를 구현하기 위해서는 레졸버나 펄스 엔코더와 같은 속도 센서를 이용하여 회전자의 정확한 속도 정보를 얻어야 한다.

하지만 이러한 기계적인 센서의 존재는 시스템 가격 상승의 요인이 되고 주변환경이나 전동기의 설치조건에 따라서 부착이 어려운 경우가 많다. 특히 이미 전동기가 설치되어 있는 환경에서는 더욱 그러하다.

따라서 본 연구에서는 기존의 속도센서를 사용하지 않고 간단히 벡터제어를 구현할 수 있는 방법을 제안하고자 한다.

유도전동기의 센서리스 벡터제어에 관한 연구는 꾸준히 계속되어 왔다.^{[2]-[6]} 이들 센서리스 알고리즘은 부하의 상태나 온도 및 주파수에 따라 가변하는 전동기 정수들을 이용하고 있기 때문에 별도의 정수 보정 기능이 없을 경우 완전한 벡터제어를 구현하기가 어렵다. 그러나 권선형 유도전동기의 경우 2차 전류를 측정할 수 있으므로 이를 이용해 전동기 정수를 포함하지 않는 속도 추정 알고리즘을 도출해 센서리스 벡터제어를 구현하고자 한다.

즉, 권선형 유도전동기의 고정자 및 회전자 전류만을 사용해 회전자 속도를 추정하고 슬립주파수를 결정하여 완전한 벡터제어를 구현할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다. 이 방법은 기존에 설치되어 있는 권선형 유도전동기에 별도의 속도 검출기를 장착하지 않고 전동기 전류만을 측정하여 구현할 수 있기 때문에 기존의 전동기를 그대로 사용하는 것이 가능하다.

또한 기존의 벡터제어와는 달리 전동기 정수를 사용하지 않고 슬립 주파수와 여자 전류를 검출할 수 있어 정확한 벡터제어와 제어 시스템의 신뢰성을 확보할 수 있다.

본 논문에서는 슬립주파수 결정 및 속도추정 알고리즘을 제시하고 디지털 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 속도 추정 알고리즘의 타당성을 입증해 보인다.

2. 센서리스 벡터제어

그림 1은 본 논문에서 사용한 2상 기준좌표계의 상호관계를 보여 주고 있는데 $\alpha-\beta$ 축은 고정좌표계, $d-q$ 축은 동기속도로 회전하는 동기좌표계, 그리고 $x-y$ 축은 회전자 속도로 회전하는 회전좌표계를 의미한다.

여기서 α 축은 고정자 a상 방향이며 x 축은 회전자

의 a상 방향을 표시한다.

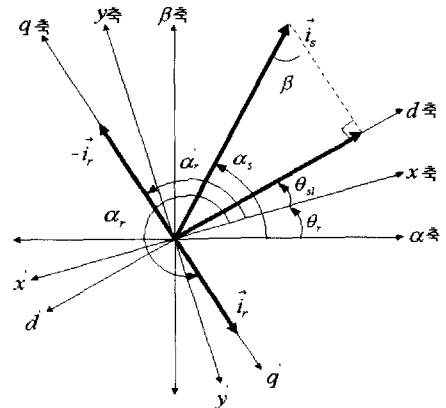


그림 1 2상 기준좌표계의 상호관계
Fig. 1 Relationship between 2 phase coordinates

동기좌표계에서의 유도전동기 전압방정식은 다음과 같다.^[3]

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \tag{1}$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\lambda_r}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_r \tag{2}$$

여기서,

$v_s = v_{sd} + jv_{sq}$: 동기좌표계 고정자 전압벡터

$i_s = i_{sd} + ji_{sq}$: 동기좌표계 고정자 전류벡터

$i_r = i_{rd} + ji_{rq}$: 동기좌표계 회전자 전류벡터

$\lambda_s = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$: 동기좌표계 고정자 자속벡터

$\lambda_r = \lambda_{rd} + j\lambda_{rq}$: 동기좌표계 회전자 자속벡터

$\omega_e, \omega_r, \omega_{sl}$: 동기, 회전자 및 슬립각속도이다.

또한 i_{mr} 을 자화전류라 두면 회전자축을 쇄교하는 자속 λ_r 과의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} = L_m i_{mr} \\ \lambda_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \tag{3}$$

단, L_r 은 회전자 자기 인덕턴스, L_m 은 고정자와 회전자 사이의 상호 인덕턴스이다.

2.1 슬립각속도 결정

벡터제어가 완전히 이루어 질 경우 q 축 회전자 자속(λ_{rq})은 0이 되고 d 축 회전자 자속(λ_{rd})은 일정한 값을 가지게 된다. 따라서, d 축 회전자 자속과 여자 전류의 관계는 식 (4)와 같이 되고 고정자 및 회전자 q 축 전류 성분은 식 (5)를 만족한다.^[7]

$$i_{mr} = \frac{\lambda_{rd}}{L_m} = i_{sd} + \frac{L_r}{L_m} i_{rd} \quad (4)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (5)$$

권선형 유도전동기의 경우 회전자측에서 측정된 전류는 그림 1의 2상 좌표계에서 $x-y$ 축 상에서의 값이므로 이를 동기좌표계상의 값으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{rd} &= i_{rx} \cos \theta_{sl} + i_{ry} \sin \theta_{sl} \\ i_{rq} &= -i_{rx} \sin \theta_{sl} + i_{ry} \cos \theta_{sl} \end{aligned} \quad (6)$$

단, θ_{sl} 은 슬립각이다.

한편 그림 1에서 슬립각(θ_{sl})은 회전자 전류벡터와 연관되어 있으며 이 전류는 고정자 전류와 회전자 위치에 따라 결정된다. 즉, 고정자 q 축 전류값은 인가주파수를 알면 구할 수 있고 슬립각(θ_{sl})은 회전자 q 축 전류에 따라 정해진다.

간접 벡터제어방식에서 슬립주파수를 알아야 벡터제어가 가능한데 일반적으로 슬립주파수를 결정하기 위해서는 식 (7)과 같은 방식을 사용하고 있다.

$$w_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{mr}} \quad (7)$$

식 (7)에서 알 수 있는 바와 같이 전동기 시정수의 변화에 따라 슬립주파수가 바뀌므로 완전한 벡터제어를 위해서는 전동기 정수들을 정확히 알아야 하는 문제점이 있다. 그러나 권선형 유도전동기의 경우 회전자 전류를 측정할 수 있기 때문에 이를 이용해 전동기 정수와 무관하게 슬립주파수를 결정할 수 있다. 즉, 벡터제어가 가능하려면 식 (5)를 만족해야 하므로 PI 제어기 통해 식 (5)를 만족시킬 수 있는 슬립주파수를 유도했다.

식 (8)은 본 논문에서 제안한 슬립주파수 결정식이며 이를 블록도로 나타내면 그림 2와 같다.

$$w_{sl} = K_P e_{id} + K_I \int e_{id} dt \quad (8)$$

여기서 $e_{id} = \left(i_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \right)$ 이다.

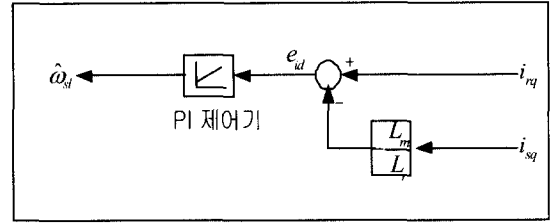


그림 2 슬립 각속도 결정 블록도
Fig. 2 Slip frequency determination diagram

2.2 회전자속도 추정

기존의 센서리스 벡터제어에서의 회전자속도 추정 방법은 대부분은 전동기 정수들을 사용하고 있어 온도나 부하 그리고 주파수에 따라 그 값들이 변화하므로 정확한 벡터제어를 구현하기가 어렵다. 본 연구에서는 권선형 유도전동기의 2차 전류를 측정할 수 있다는 특징을 이용해 전동기 정수를 사용하지 않고 회전자 및 고정자 전류만을 이용하여 전동기 각속도를 추정할 수 있는 알고리즘을 제안한다.

그림 1의 전류 벡터도를 이용한 센서리스 제어 알고리즘의 원리는 다음과 같다. 고정자 측에서 측정된 전류 벡터는 $\alpha-\beta$ 축상에서의 값이고 회전자 측에서 측정된 전류 벡터는 $x-y$ 축상에서의 값이므로 이들 전류 벡터는 식 (9), (10)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{i}_s = |\mathbf{i}_s| e^{j\alpha_s} = i_{sa} + j i_{sb} \quad (9)$$

$$\mathbf{i}_r = |\mathbf{i}_r| e^{j\alpha_r} = i_{rx} + j i_{ry} \quad (10)$$

한편, 고정자전류 \mathbf{i}_s , 회전자전류 \mathbf{i}_r 및 여자전류 \mathbf{i}_m 의 관계는 다음과 같다.

$$\mathbf{i}_m = \mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r \quad (11)$$

따라서 고정자전류는 여자전류와 회전자전류로 분해될 수 있고 벡터제어의 경우 여자전류는 동기좌표계상의 d 축 방향이고 회전자전류는 여자전류와 직교하게 된다. 이러한 사실을 바탕으로 그림 1에서 정의된 각과 이들의 관계를 이용해 고정자 및 회전자 전류에 대한 내적 및 외적을 취하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s \cdot \mathbf{i}_r &= i_{sa}i_{rx} + i_{sb}i_{ry} \\ &= i_s i_r \cos(\alpha_s - \alpha_r) = -i_s i_r \cos(\theta_r - \beta) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s \times \mathbf{i}_r &= i_{sa}i_{ry} - i_{sb}i_{rx} \\ &= i_s i_r \sin(\alpha_s - \alpha_r) = i_s i_r \sin(\theta_r - \beta) \end{aligned} \quad (13)$$

단, $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$, $\beta = \tan^{-1}(\frac{i_{sd}}{i_{sq}})$, $i_s = |\mathbf{i}_s|$, $i_r = |\mathbf{i}_r|$ 이다

식 (12), (13)으로부터

$$\tan(\theta_r - \beta) = \frac{\sin(\theta_r - \beta)}{\cos(\theta_r - \beta)} = \frac{i_{rx}i_{sb} - i_{ry}i_{sa}}{i_{rx}i_{sa} + i_{ry}i_{sb}} \quad (14)$$

이다.

tangent함수의 미분치는 식 (15)와 같고 식 (14)의 우변을 시간 t에 관해 미분하면 식 (16)과 같다.

$$\frac{d(\tan(\theta_r - \beta))}{dt} = [1 + \tan^2(\theta_r - \beta)] \frac{d(\theta_r - \beta)}{dt} \quad (15)$$

$$\frac{d(\tan(\theta_r - \beta))}{dt} = \frac{i_r^2(i_{sa}i_{sb}' - i_{sb}i_{sa}') - i_s^2(i_{rx}i_{ry}' - i_{ry}i_{rx}')}{(i_{sa}i_{rx} + i_{sb}i_{ry})^2} \quad (16)$$

$$\text{또한, } 1 + \tan^2(\theta_r - \beta) = \frac{i_r^2 i_s^2}{(i_{sa}i_{rx} + i_{sb}i_{ry})^2},$$

$$\frac{d(\theta_r - \beta)}{dt} = \omega_r - \frac{d\beta}{dt} \quad (17)$$

이므로 식 (15), (16), (17)관계를 이용하여

$$\omega_r = \frac{d\beta}{dt} + \frac{i_r^2(i_{sa}i_{sb}' - i_{sb}i_{sa}') - i_s^2(i_{rx}i_{ry}' - i_{ry}i_{rx}')}{i_r^2 i_s^2} \quad (18)$$

식 (18)을 구할 수 있고, $\beta = \tan^{-1}(\frac{i_{sd}}{i_{sq}})$ 이므로 이것을 미분하여 $d\beta/dt$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{i_{sq}i_{sd}' - i_{sd}i_{sq}'}{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \frac{i_{sq}i_{sd}' - i_{sd}i_{sq}'}{i_s^2} \quad (19)$$

식 (19)를 식 (18)에 대입하면 회전자 각속도는 식 (20)과 같이 표현된다.

$$\omega_r = \frac{i_{sa}i_{sb}' - i_{sb}i_{sa}'}{i_s^2} - \frac{i_{rx}i_{ry}' - i_{ry}i_{rx}'}{i_r^2} + \frac{i_{sq}i_{sd}' - i_{sd}i_{sq}'}{i_s^2} \quad (20)$$

식 (20)에서 알 수 있는 바와 같이 회전자속도는 회전자 전류 및 고정자의 전류만을 사용해 전동기 상수와 무관하게 추정할 수 있게 된다. 따라서 기존의 권선형 유도전동기에 전류센서만 부착하면 정수가 변동해도 회전자 속도를 정확히 얻을 수 있고 이를 사용해 정수 변동에 강인한 벡터제어 시스템을 구현할 수 있어 외부 저항을 사용하는 기존의 방식보다도 우수한 전동기의 동특성을 얻을 수 있다.

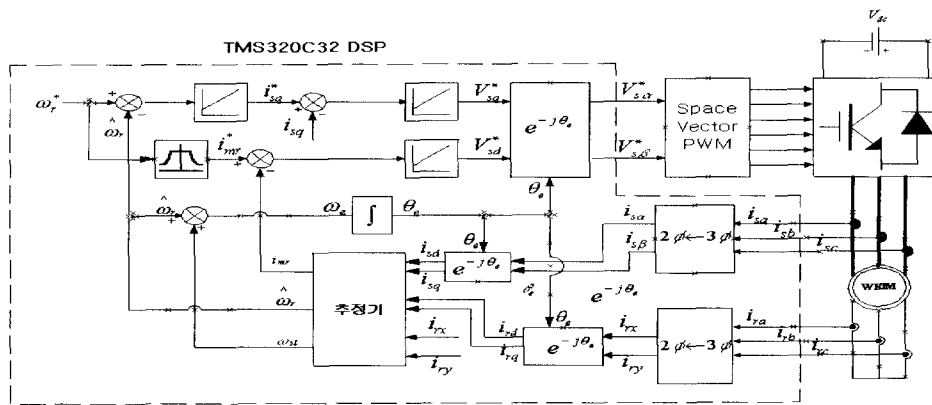


그림 3 센서리스 제어시스템 블록도
Fig. 3 Block diagram of sensorless control system

3. 시뮬레이션 및 실험

제안된 센서리스 알고리즘의 타당성을 디지털 시뮬레이션을 통하여 검증하고자 한다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 권선형 유도전동기는 3상 220V, 6poles, 2.2kW급이며 벡터제어 알고리즘의 블록도는 그림 3과 같다.

그림 3에서 점선으로 나타낸 바와 같이 전동기 제어 알고리즘은 DSP TMS320C32를 사용해 완전히 디지털화 하였고 전압지령치(V_{sa}^* , V_{sb}^*)에 대응하는 인버터 구동용 게이트 신호를 만들기 위해 프로그램이 가능한 EPLD를 사용해 전체 제어회로의 신뢰성과 유연성을 높이고 소형화를 실현했다.

그림 3에 표시한 추정기 블록을 구체적으로 설명하면 회전자 속도를 추정하기 위해 식 (20)을 사용했으며 벡터제어를 구현하는데 필요한 슬립주파수를 얻기 위하여 식 (8)과 같은 PI제어기를 사용했다.

그림 4는 제안된 알고리즘의 속도제어 지령치 변화에 따른 응답특성을 보인 것으로 부하는 일정히 유지하고 전동기 500rpm 속도지령치로 기동한 후 속도지령치를 -500rpm 그리고 500rpm으로 가변 시킨 경우이다.

구체적으로 그림 4(a)는 전동기의 실제속도를 나타내고 그림 4(b)는 추정속도를 나타내고 있다. 또한 그림 4(c)는 기존 간접벡터제어의 경우 식 (7)을 사용해 얻은 슬립주파수를 나타내고 있으며 그림 4(d)는 식 (8)과 같이 PI제어기를 사용한 경우의 슬립주파수를 보여 주고 있다.

그림 5는 부하변동에 따른 응답특성을 보인 것으로 속도지령치 500rpm, 50% 부하에서 정상상태에 있는 전동기에 100%부하를 인가 한 후 다시 정상상태에서 50% 부하로 감소시킨 경우이다.

그림 5의 (a), (b), (c), (d)는 그림 4의 그것에 대응된다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있는 바와 같이 제안된 알고리즘에 의한 권선형 유도전동기의 센서리스 벡터제어가 잘 동작하고 있음을 알 수 있다. 이는 슬립 주파수 추정에 의해 전동기 속도 추정이 정확히 이루어지고 있고 2차 전류를 측정하여 완전한 벡터제어가 이루어질 수 있기 때문이다.

그림 6, 7은 실험 결과를 나타내고 있는데 그림 6은 속도지령치를 그림 4와 같이 변화시킬 경우를 나타내고 있으며 그림 7은 부하를 그림 5와 같이 변화시킨 경우인데 고정자측 직축 및 횡축분 전류파형을 함께

표시했다. 전동기의 과도상태 응답특성이 시뮬레이션의 경우에 비해 다소 느린 것은 전동기-발전기 장치로 인한 관성모멘트의 불일치와 제어기들의 이득 차이로 판단된다. 실험 결과는 시뮬레이션의 경우와 그 경향이 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

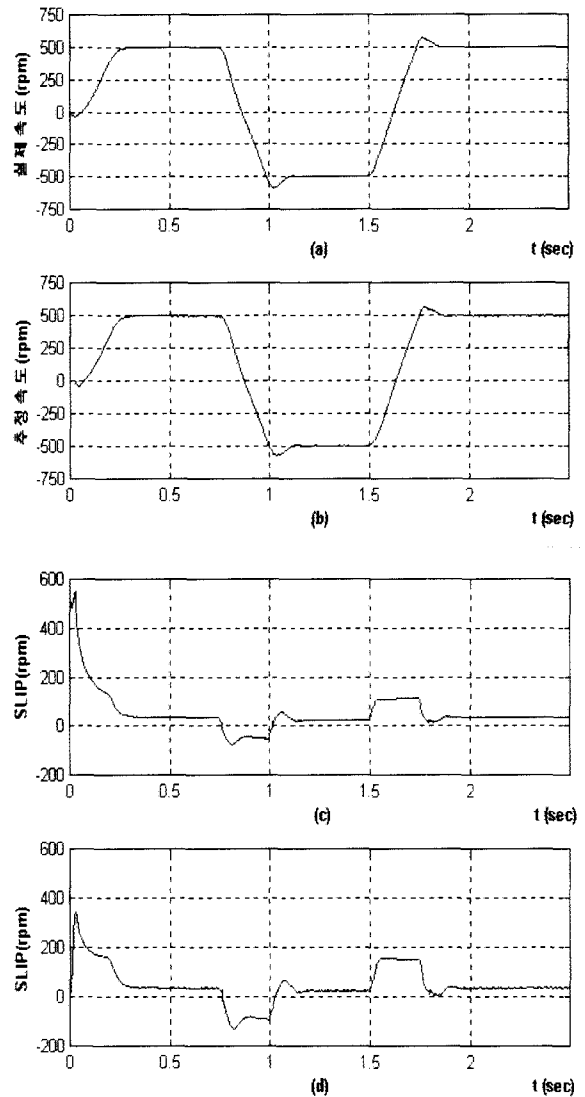


그림 4 속도지령치 변동에 따른 응답특성

- (a) 실제속도 (b) 추정속도
- (c) 기존의 슬립주파수 설정치
- (d) 제안된 슬립주파수 설정치

Fig. 4 Transient responses with speed reference variation

- (a) real speed (b) estimated speed
- (c) traditional slip reference
- (d) proposed slip reference

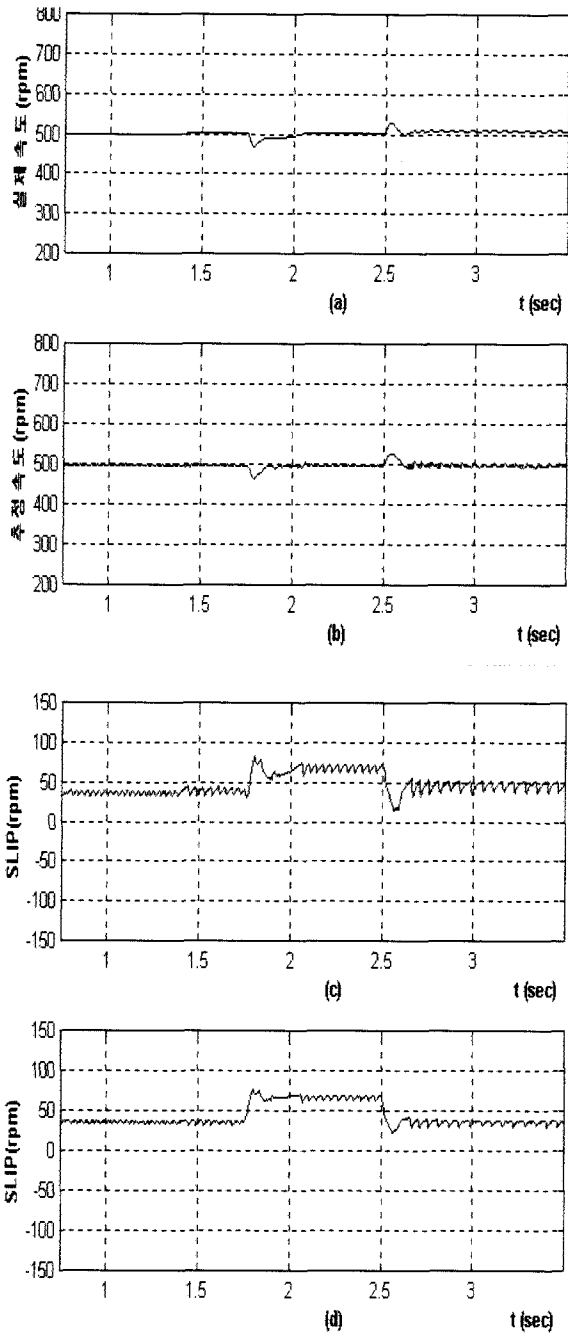


그림 5 부하 변동에 따른 응답특성
 (a) 실제속도 (b) 추정속도
 (c) 기존의 슬립주파수 설정치
 (d) 제안된 슬립주파수 설정치
 Fig. 5 Transient responses with torque variation
 (a) real speed (b) estimated speed
 (c) traditional slip reference
 (d) proposed slip reference

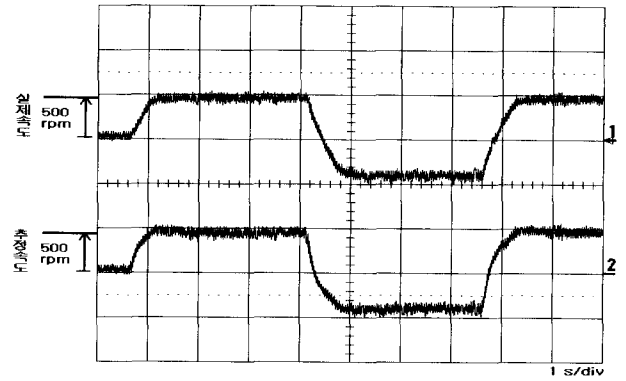


그림 6 속도지령치 변동에 따른 응답특성(실험결과)
 Fig. 6 Transient responses with speed reference variation(experimental results)

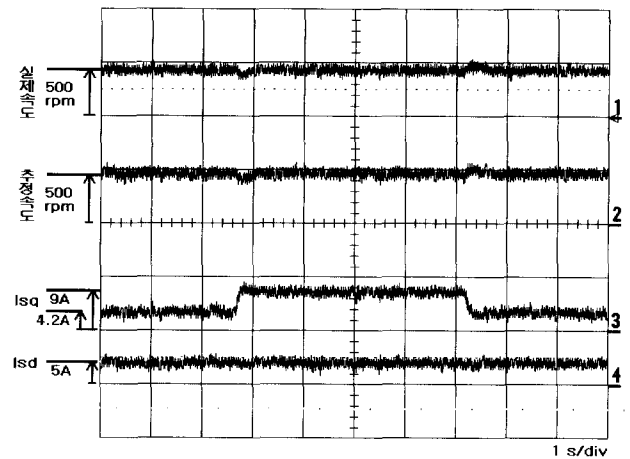


그림 7 부하 변동에 따른 응답특성(실험결과)
 Fig. 7 Transient responses with torque variation (experimental results)

4. 결 론

본 논문에서는 산업 현장에서 널리 사용되고 있는 권선형 유도전동기의 유지·보수상의 문제점을 해결하기 위해 기존의 전동기를 그대로 사용하면서도 별도의 부가적인 장치없이 회전자 전류만을 검출하여 권선형 유도전동기의 운전조건을 만족시킬 수 있는 센서리스 벡터제어 기법을 개발했다.

즉, 고정자 및 회전자 전류만을 측정하여 전동기 정수와 무관하게 회전자 속도를 추정할 수 있는 알고리즘과 간접 벡터제어 방식에서 필요한 슬립주파수를 결정하는 방법을 제안하여 권선형 유도전동기의 유지·보수상의 문제점을 현격히 개선할 수 있도록 했다.

시뮬레이션 및 실험 결과 제안된 센서리스 벡터제어 기법은 속도검출기를 사용하고 있는 기존의 벡터제어 방식과 비교해 특성상의 문제점이 없음을 알 수 있었다. 특히, 기존의 센서리스 벡터제어 알고리즘과는 달리 회전자 속도 추정 알고리즘이 전동기 정수를 전혀 사용하고 있지 않기 때문에 전동기 정수 변동의 영향을 전혀 받지 않을 뿐만 아니라 고정자 d 축 전류지령치를 얻기 위해서 사용되는 자화전류 성분 또한 회전자 저항과 무관하게 추정할 수 있어 전동기 정수 변동에 강인하다.

본 알고리즘은 제어가 간편하고 신뢰성이 우수하여 전류 측정상의 문제점만 해결할 수 있다면 실제 시스템에 적용이 가능할 것으로 사료된다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소의 주관으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Ruppert Filho, Ernesto and Bravo Sanchez, "Control of wound rotor induction machine", Proceeding IEEE'97, PP. 97-102, 1997.
- [2] Tsugutoshi Ohtani, "Vector control of induction Motor without shaft encoder", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, no. 1, PP. 157-164, 1992.
- [3] Nicholas P. Rubin, "Evaluation of various slip estimation techniques for an induction machine operating under field-oriented control conditions", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, no. 6, PP. 1367-1375, 1992.
- [4] Toshiyuki Kanmachi and Isao Takahashi, "Sensorless speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation", IEEE IAS Annual Meeting conference record, PP. 408-413, 1993.
- [5] Ichiro Miyashita, Akio Imanagida and Takashi Koga, "Recent industrial application of speed sensorless vector control in japan", Preceeding IECON'94, PP. 1573-1578, 1994.
- [6] Hisao Kubota and Kouki Matsure, "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaption", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 30, no. 5, PP. 1219-1224, 1994.
- [7] Peter Vas, "Sensorless vector and direct torque control", Oxford University Press, 1998.

저 자 소 개



이홍희(李弘熙)

1957년 10월 15일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994~1995년 Texas A&M 방문교수. 2001년 현재 울산대학교 전기전자 및 자동화공학부 교수.



박창근(朴昌根)

1974년 1월 6일생 1999년 울산대 제어계측공학과 졸업. 2001년 현재 동 대학원 석사 과정.



정의현(鄭義憲)

1973년 1월 10일생. 1999년 울산대 제어계측공학과 졸업. 2001년 현재 동 대학원 석사 과정.