

# 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기에 의한 2상 유도전동기의 센서리스 간접 벡터 제어

論 文  
54B-1-7

## Sensorless Indirect Vector Control of Two-phase Induction Motor by Sliding Mode Flux/Speed Observer

金 三 永<sup>†</sup> · 朴 聖 洙<sup>\*\*</sup> · 朴 勝 燁<sup>\*\*\*</sup>  
(Sam-Young Kim · Seong-Su Park · Seung-Yub Park)

**Abstract** - This paper has investigated the speed sensorless indirect vectorcontrol of a two-phase induction motor to implement adjustable-speed drive for low-power applications. The sliding mode observer estimates rotor speed. The convergence of the nonlinear time-varying observer along with the asymptotic stability of the controller has been analyzed. To define the control action which maintains the motion on the sliding manifold, an "equivalent control" concept is used. It has been simulated and implemented on a sensorless indirect vector drive for 150W two-phase induction motor. The simulation and experimental results demonstrate effectiveness of the estimation method.

**Key Words** : 2상 유도전동기, 센서리스, 간접 벡터제어, 슬라이딩 모드, 자속/속도 관측기

### 1. 서 론

단상 또는 2상 유도전동기는 중저 전력급의 출력을 요하는 산업 현장, 특히 3상의 전원을 이용할 수 없는 가전제품 등에는 광범위하게 사용되고 있다. 현재, 이들 대부분은 정속도 드라이브나 트라이액 또는 싸이리스터 등을 이용하는 가변속 드라이브를 이용한다. 이 경우 에너지 효율적 측면에서 효율적이지 못하다는 단점을 갖고 있다. 따라서, 이들 분야에 가변속 벡터제어 기법을 광범위하게 적용한다면 에너지 효율 증대 효과가 기대된다[1],[2].

그러나, 이들 제품에 대하여 가변속 벡터제어 기법의 적용은 에너지 효율의 측면에서는 뛰어나지만 일반적으로 여러 개의 전력용 반도체 소자와 고성능의 프로세서를 필요로 함에 따라 제조 원가의 상승을 초래한다는 문제가 있으며 설치되는 환경 또는 기구적인 제한 등으로 인해 속도 센서 취부의 어려움이 있다.

최근 전력전자 기술과 저가형의 고성능 DSP(digital signal processor) 기술의 발달에 힘입어 가변속 벡터 드라이브는 광범위하게 적용되고 있으며 상대적으로 저가형이면서 신뢰성이 확보된 속도 센서가 없는 AC 전동기 드라이브의 제어 기술개발에 관한 수많은 연구가 진행되고 있다. 정지 상태 및 저속 영역 운전이 가능한 돌극성을 이용하는 방법[3],[4], 광범위한 속도 영역에서 뛰어난 성능을 가지는 관측기 기반의 방법[5] 및 시스템의 수학적 모델에 대한 지식을 필요로 하지 않는 AI(artificial intelligence) 기반[6]의 센서리스 드라이브

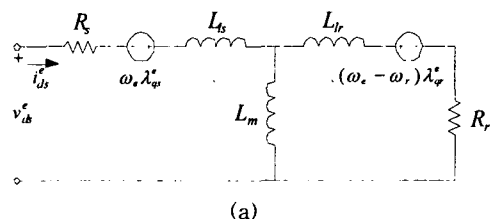
등이 제안되었다. 그러나 이들 대부분의 연구는 3상 AC 전동기를 대상으로 한 것이 대부분이며 산업 현장이나 가전제품에서 3상 AC 전동기에 비해 오히려 이용성이 크다고 볼 수 있는 단상 또는 2상 유도전동기에 적용한 사례는 찾아보기 힘들다.

본 논문에서는, 2상 정지 좌표계에서 동작하는 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기에 기반한 2상 유도전동기의 센서리스 제어 기법을 제안하였고 간접벡터 드라이브 시스템에 적용하였다. 제안된 비선형 시변 관측기의 수렴성을 분석하였고 슬라이딩 모드를 포함하는 제어 동작을 정의하기 위해 "등가제어 (equivalent control)" 개념을 이용하였다[7],[8].

제안된 방법은 TMS320VC33 DSP를 장착한 제어기에 장치되었으며 150W 2상 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 성능 및 유효성을 입증하였다

### 2. 2상 유도전동기의 모델 및 간접 벡터 제어

2상 유도전동기는 2개의 대칭 권선으로 구성된다. 즉, d 및 q축의 권선수가 같으며 이들 두 권선은 전기적으로 90°의 위상차를 갖도록 설계된다. 따라서, 2상 유도전동기의 d 및 q축 모델 방정식은 3상 유도전동기의 2상 모델 방정식과 동일하며 동기 속도  $\omega_e$ 로 회전하는 동기 회전 좌표계에서 2상 유도전동기의 전압 방정식 및 출력 토크는 식(1)~(2)와 같으며 등가회로는 그림1과 같다.



<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 昌原大 電子工學科 博士課程

E-mail : sam0kim@changwon.ac.kr

\* 正會員 : 昌原大 메카트로닉스工學部 契約教授 · 工博

\*\* 正會員 : 昌原大 電子工學科 正教授 · 工博

接受日字 : 2004年 7月 20日

最終完了 : 2004年 11月 26日

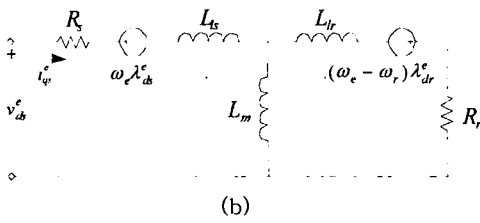


그림 1 동기 회전 좌표계에서 2상 유도전동기 등가회로 (a) d축 (b) q축

Fig. 1 Equivalent circuit of two-phase induction motor for synchronous rotating frame. (a) d-axis (b) q-axis

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p\sigma L_s & -\sigma L_s \omega_e & p \frac{L_m}{L_r} & -\frac{L_m}{L_r} \omega_e \\ \sigma L_s \omega_e & R_s + p\sigma L_s & \frac{L_m}{L_r} \omega_e & p \frac{L_m}{L_r} \\ -\frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} + p & -\omega_e + \omega_r \\ 0 & -\frac{L_m}{T_r} & \omega_e - \omega_r & \frac{1}{T_r} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = P \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (2)$$

여기서,  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $L_m$ ,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$  및  $T_r = L_r / R_r$ 은 각각 고정자 저항, 회전자 저항, 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 상호 인덕턴스, 누설계수 및 회전자 시정수를 나타낸다. 아래 첨자 d 및 q는 d축 권선의 변수, 아래 첨자의 s와 r은 각각 고정자 및 회전자의 파라미터와 물리량을 의미한다.  $p$ 는 미분 연산자,  $\omega_r$ 은 회전자의 전기 각속도 및  $P$ 는 극쌍수를 나타낸다.

정지좌표계에서 전압방정식은 식(1)에서  $\omega_e = 0$ 을 대입하여 정리하면 구할 수 있으며 고정자 전압 모델로부터 식(3)~(4), 회전자 전류 모델에서 식(5)~(6)과 같이 회전자 자속을 유도할 수 있다.

$$p\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} [v_{ds}^s - (R_s + L_s p)i_{ds}^s] \quad (3)$$

$$p\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} [v_{qs}^s - (R_s + L_s p)i_{qs}^s] \quad (4)$$

$$p\lambda_{dr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^s - \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (5)$$

$$p\lambda_{qr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (6)$$

간접 벡터 제어는 동기 회전 좌표계에서 d축을 회전자 자속 벡터와 일치시키면 고정자 전류를 자속 성분과 토크 성분을 분리하여 독립적으로 제어할 수 있다. 벡터 제어 조건, 즉 동기 회전 좌표계의 q축 회전자 자속이 0이 되고 d축 회전자 자속이 일정함을 만족한다면 출력 토크는 동기 회전 좌표계 q축 전류에 의해 제어되며 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = P \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^s i_{qs}^e \quad (7)$$

슬립 각속도 및 회전자 자속의 위치 정보는 식(7)~(8)과 같이 구할 수 있다.

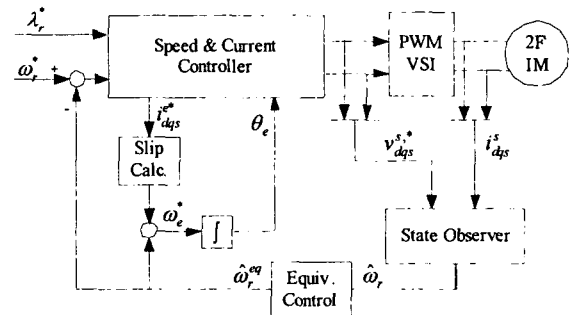
$$\omega_{sl} = -\frac{R_r i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} = -\frac{R_r i_{qr}^{e*}}{\lambda_{dr}^{e*}} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \quad (8)$$

$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (9)$$

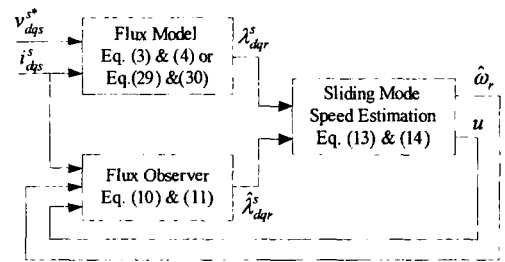
여기서, 윗 첨자 \*는 기준값을 나타낸다.

### 3. 제안된 슬라이딩 모드 자속/속도관측기

#### 3.1 모델 기반의 슬라이딩 모드 관측기의 구조



(a)



(b)

그림 2 (a) 2상 유도전동기의 모델기반의 센서리스 간접 벡터제어 구성도 (b) 슬라이딩 모드 상태(자속/속도) 관측기

Fig. 2 (a) Schematic of model-based sensorless indirect vector control for two-phase induction motor. (b) Sliding mode based state(flux/speed) observer.

모델 기반의 센서리스 제어기는 고정자의 물리량, 특히 고정자의 전류 및 전압 정보만을 이용하여 회전자 속도를 추정하는 대표적인 방법이다. 2상 유도전동기에 대한 모델 기반의 센서리스 간접 벡터 드라이브 시스템 구성도는 그림 2(a)와 같다. 제안된 슬라이딩 모드 상태(자속/속도) 관측기는 그림 2(b)와 같으며 동일한 물리량, 즉 회전자의 자속을 추정하기 위해 2개의 독립적인 관측기를 이용한다.  $\omega_r$ 이 포함되지 않는 고정자 전압 모델 자속 관측기인 식(3)~(4)와  $\omega_r$ 이 포함된 회전자 전류 모델 자속 관측기인 식(5)~(6)을 기반한 식(10)~(11)의 슬라이딩 모드 자속 관측기로 구성된다.

식(5)~(6)과 동일한 구조를 가지는 제안된 슬라이딩 모드 회전자 자속 관측기는 식(10)~(11)과 같다.

$$p\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \frac{1}{T_r} \hat{\lambda}_{dr}^s - \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{qr}^s + u \hat{\lambda}_{qr}^s \quad (10)$$

$$p\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s - \frac{1}{T_r} \hat{\lambda}_{qr}^s + \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{dr}^s - u \hat{\lambda}_{dr}^s \quad (11)$$

여기서 시간에 대한 연속 함수인  $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$  는 추정된 회전자 자속을 나타내며 회전자 각속도  $\hat{\omega}_r$  와 보조 변수  $u$  의 추정 값은 식(13)~(14)와 같이 정의된 불연속 함수이다.

$$\hat{\omega}_r = \omega_0 \text{sign}(s_\omega) \quad (13)$$

$$u = u_0 \text{sign}(s_u) \quad (14)$$

$$\text{여기서 } \text{sign}(s_{\omega u}) = \begin{cases} 1, & \text{if } s_{\omega u} > 0 \\ 0, & \text{if } s_{\omega u} = 0 \text{ 이고 } \omega_0 \text{ 및 } u_0 \text{ 는 양의} \\ -1, & \text{if } s_{\omega u} < 0 \end{cases}$$

상수이며  $s_\omega$  와  $s_u$  는 추정된 회전자 자속과 자속 오차로 조합된 비선형 함수이다.

$$s_\omega = (\hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s) \hat{\lambda}_{qr}^s - (\hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s) \hat{\lambda}_{dr}^s = \bar{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s - \bar{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s \quad (15)$$

$$s_u = (\hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s) \hat{\lambda}_{dr}^s + (\hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s) \hat{\lambda}_{qr}^s = \bar{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s + \bar{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s \quad (16)$$

### 3.2 제안된 관측기의 Lyapunov 안정도 해석

제안된 회전자 자속 관측기의 실제 값 추정에 대한 수렴성을 분석하기 위해, 회전자 자속 오차  $\bar{\lambda}_{dr}^s (= \hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s)$  와  $\bar{\lambda}_{qr}^s (= \hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s)$  에 관한 슬라이딩 모드 관측기 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p\bar{\lambda}_{dr}^s = -\frac{1}{T_r} \bar{\lambda}_{dr}^s - \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{qr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s + u \hat{\lambda}_{qr}^s \quad (17)$$

$$p\bar{\lambda}_{qr}^s = -\frac{1}{T_r} \bar{\lambda}_{qr}^s + \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{dr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s - u \hat{\lambda}_{dr}^s \quad (18)$$

그리고 Lyapunov 안정도 이론에 근거하여 적절한 Lyapunov 함수를 선택함으로써 시스템의 점근적인 안정성을 판별할 수 있다[9]. 추정된 회전자 각속도  $\hat{\omega}_r$  와  $u$  는 식(15)~(16)에 대한 함수이므로 다음 식과 같은 Lyapunov 함수  $V$  를 선택할 수 있다.

$$V = \frac{1}{2} s_\omega^2 + \frac{1}{2} s_u^2$$

위 식  $V$  는 양의 값으로 첫번째 Lyapunov 안정 조건을 만족하며 두 번째 안정 조건인  $V$  의 미분값이 0보다 작은 값, 즉  $\dot{V} = s_\omega \dot{s}_\omega + s_u \dot{s}_u < 0$  를 만족하는 조건을 구하면 상수  $\omega_0$  및  $u_0$  을 선정할 수 있다.

우선, 식(10)~(11) 과 (17)~(18)로부터,  $s_\omega \dot{s}_\omega$  를 구하면

$$\dot{s}_\omega = \hat{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s - \hat{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s + \bar{\lambda}_{dr}^s \dot{\lambda}_{qr}^s - \bar{\lambda}_{qr}^s \dot{\lambda}_{dr}^s \quad (19)$$

$$\hat{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s - \hat{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s = -\omega_0 \text{sign}(s_\omega) \|\hat{\lambda}\|^2 - \frac{1}{T_r} s_\omega + \omega_r e_1 + u \|\hat{\lambda}\|^2$$

$$\bar{\lambda}_{dr}^s \dot{\lambda}_{qr}^s - \bar{\lambda}_{qr}^s \dot{\lambda}_{dr}^s = \omega_0 \text{sign}(s_\omega) s_u - \frac{1}{T_r} s_\omega - u \|\hat{\lambda}\|^2 + u e_1 - \frac{L_m}{T_r} e_2$$

그리고,

$$\dot{s}_\omega = -(\|\hat{\lambda}\|^2 - s_u) \omega_0 \text{sign}(s_\omega) - \frac{2}{T_r} s_\omega + f_\omega \quad (20)$$

따라서,

$$s_\omega \dot{s}_\omega = -(\|\hat{\lambda}\|^2 - s_u) \omega_0 |s_\omega| - \frac{2}{T_r} s_\omega^2 + s_\omega f_\omega \quad (21)$$

유사한 방법으로  $s_u \dot{s}_u$  를 구하면

$$\begin{aligned} s_u \dot{s}_u &= s_u (\hat{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s + \hat{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s + \bar{\lambda}_{dr}^s \dot{\lambda}_{dr}^s + \bar{\lambda}_{qr}^s \dot{\lambda}_{qr}^s) \\ &= -\omega_0 |s_u| |s_u| + u_0 s_u |s_u| - \frac{2}{T_r} s_u^2 + s_u f_u \end{aligned} \quad (22)$$

$$\text{여기서, } \|\hat{\lambda}\| = \sqrt{\hat{\lambda}_{dr}^s{}^2 + \hat{\lambda}_{qr}^s{}^2}, \quad f_\omega = (\omega_r + u) e_1 - \frac{L_m}{T_r} e_2,$$

$$f_u = \frac{L_m}{T_r} (i_{ds}^s \bar{\lambda}_{dr}^s + i_{qs}^s \bar{\lambda}_{qr}^s) - \omega_r (\lambda_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s).$$

$$e_1 = \hat{\lambda}_{dr}^s \lambda_{dr}^s + \hat{\lambda}_{qr}^s \lambda_{qr}^s \quad (23)$$

$$e_2 = i_{ds}^s \bar{\lambda}_{qr}^s - i_{qs}^s \bar{\lambda}_{dr}^s. \quad (24)$$

식(21)~(22)로부터

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s_\omega \dot{s}_\omega + s_u \dot{s}_u \\ &= -\|\hat{\lambda}\|^2 \omega_0 |s_\omega| + u_0 s_u |s_u| - \frac{2}{T_r} (s_\omega^2 + s_u^2) + s_\omega f_\omega + s_u f_u \\ &= -[\|\hat{\lambda}\|^2 \omega_0 - u_0 |s_u| \text{sign}(s_\omega)] |s_\omega| - \frac{2}{T_r} (s_\omega^2 + s_u^2) + s_\omega f_\omega + s_u f_u \end{aligned} \quad (25)$$

식(25)에서,

$$u_0 \ll \omega_0 \quad (26)$$

식(26)의 조건을 만족하는  $u_0$  를 선정하고  $\omega_0$  를 충분히 큰 값으로 선정하면  $\dot{V} = s_\omega \dot{s}_\omega + s_u \dot{s}_u < 0$  를 만족한다. 즉 슬라이딩 모드가  $s_\omega = 0, s_u = 0$  인 평면상에서 발생한다. 슬라이딩 모드가 두 평면  $s_\omega = 0, s_u = 0$  을 가로질러 발생할 때  $\|\hat{\lambda}\|^2 \neq 0$  인 가정 하에서 회전자 자속 오차는  $\bar{\lambda}_{dr}^s = 0, \bar{\lambda}_{qr}^s = 0$  가 된다. 즉 추정된 회전자 자속  $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$  은 실제 값에 수렴한다는 것을 의미한다.

$s_\omega = 0, s_u = 0$  인 평면상에서 슬라이딩 모드 식은 불연속 함수  $\omega_0 \text{sign}(s_\omega)$  와  $u_0 \text{sign}(s_u)$  를 등가제어 입력  $\hat{\omega}_r^{eq}$  와  $u^{eq}$  로 대체함으로써 구할 수 있다.  $\hat{\omega}_r^{eq}$  와  $u^{eq}$  는 대수 방정식  $\dot{s}_\omega = 0$  와  $\dot{s}_u = 0$  의 해이다. 식(20)으로부터 등가제어 값  $\hat{\omega}_r^{eq}$  는 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_r^{eq} = \frac{\omega_r}{\|\hat{\lambda}\|^2} e_1 - \frac{L_m}{T_r \|\hat{\lambda}\|^2} e_2 \quad (27)$$

여기서, 추정된 회전자 자속이 실제의 자속에 수렴한다면 식(27)의 등가 회전자 속도는 실제 속도와 같게 될 것이다. 그러나 식(27)은 미지의 값  $e_1$ 과  $e_2$ 를 포함하기 때문에  $\hat{\omega}_r^{eq}$ 는 위 식으로 직접 계산할 수 없다.

실제로 불연속 제어는 등가제어 항과 고주파 스위칭 항의 조합으로 간주될 수 있다. 따라서 등가제어 값  $\hat{\omega}_r^{eq}$ 는 식(28)과 같이 LPF(low-pass filter)를 적용하여 불연속 함수  $\hat{\omega}_r$ 에 포함된 고주파 성분을 제거함으로써 구할 수 있다[7],[8].

$$\hat{\omega}_r^{eq} \cong \frac{1}{\tau p + 1} \hat{\omega}_r \quad (28)$$

여기서  $\tau$ 은 필터의 시정수이며 이 값은 고주파 성분을 제거할 수 있을 만큼 충분히 큰 값을 가지고 저주파 성분을 보존할 수 있을 만큼 충분히 작은 값으로 선택해야 한다. 본 논문에서는 이 값을 0.0067로 선정하였다. 이 값을 너무 크게 설정할 경우 과도한 속도 리플이 존재하게 된다.

### 3.3 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 실제적 고려

식(3)~(4)와 같이 순수 적분으로 구한 회전자 자속은 특히 저주파 영역에서 센서 잡음 및 DC 오프셋 등의 영향에 의해 심각한 문제를 야기할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 제거하기 위해 1차 HPF(high pass-filter)를 적용하였으며 이때의 회전자 자속 관측기 식(3)~(4)는 다음 식과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\lambda_{dr}^s = \frac{T_c}{1 + T_c p} \frac{L_r}{L_m} [v_{ds}^s - (R_s + L_s \sigma p) i_{ds}^s] \quad (29)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{T_c}{1 + T_c p} \frac{L_r}{L_m} [v_{qs}^s - (R_s + L_s \sigma p) i_{qs}^s] \quad (30)$$

여기서 필터 시정수  $T_c$ 가 작은 값일수록 전압 및 전류 오프셋의 영향이 감소하게 된다. 반대로  $T_c$  값이 증가할수록 관측된 회전자 자속의 위상 오차가 감소하게 된다. 본 논문에서는  $T_c = 1$ 로 설정하였다. 식(29)~(30)와 같이 HPF를 적용한 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 상세한 구성도는 그림 3과 같다.

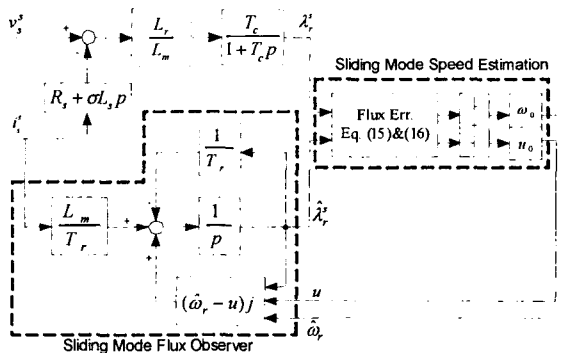


그림 3 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 구성도  
Fig. 3 Block Diagram of the proposed sliding mode observer

## 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

### 4.1. 시스템 구성

제안된 알고리즘은 150W 2상 유도전동기의 간접벡터 드라이브 시스템에 적용되었으며 전동기의 동기 속도는 식(8)에 따라 구한 슬립 속도와 식(28)로부터 구한 추정된 회전자 전기 각속도  $\hat{\omega}_r^{eq}$ 를 더하여 계산된다. 시뮬레이션 및 실험 장치는 그림 4 및 5와 같이 구성하였다. 그림 4는 2상 유도전동기의 센서리스 간접벡터 드라이브 시스템 구성도이며 속도 및 전류 제어기는 PI 제어기로 구성하였다. 그림 5는 시스템 하드웨어 구성도이다. 4개의 스위치를 갖는 전압형 인버터 [10]와 가전용 150W 2상 유도전동기 및 제어기로 구성되었다. 시뮬레이션 및 실험에 이용된 2상 유도전동기는 그림 6의 사진과 같으며 파라미터는 표 1과 같이 주어진다. 제어기는 100MHz 클럭으로 동작하는 32-bit TMS320C33 DSP를 이용하였고 전류제어기와 슬라이딩 모드 관측기의 샘플링 주기는 125 $\mu$ s 및 속도 제어 주기는 1ms로 설정하였다.

본 논문의 목표 시스템이 에너지 효율에 민감한 가전 제품에 적용될 수 있는 저전력 2상 유도전동기 시스템이라는 점에서 PWM의 스위칭손실을 고려하여 인버터의 PWM 주파수는 4kHz, 데드타임(dead time)은 6 $\mu$ s로 설정하였다. DC 링크 전압은 단상 다이오드 정류기와 2개의 분상 콘덴서에 의해 공급된다.

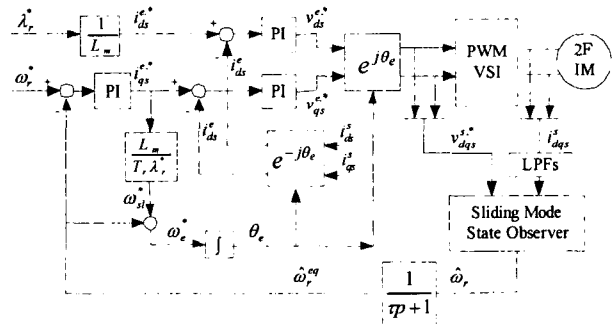


그림 4 제안된 2상 유도전동기의 센서리스 간접벡터 드라이브 시스템 구성도.

Fig. 4 Schematic of the proposed sensorless indirect vector drive system for two-phase induction motor.

표 1 2상 유도전동기 파라미터(75 $^{\circ}$ C)

Table 1 Parameter of Two-phase Induction Motor(75 $^{\circ}$ C)

정격 출력	150 [W]
정격 전압	220 [V]
정격 전류	1.63 [A]
고정자 권선 저항	19.0 [ $\Omega$ ]
회전자 저항	13.3 [ $\Omega$ ]
고정자 권선 누설 인덕턴스	34.7 [mH]
회전자 권선 누설 인덕턴스	29.2 [mH]
상호 인덕턴스	371.4 [mH]
극수	4

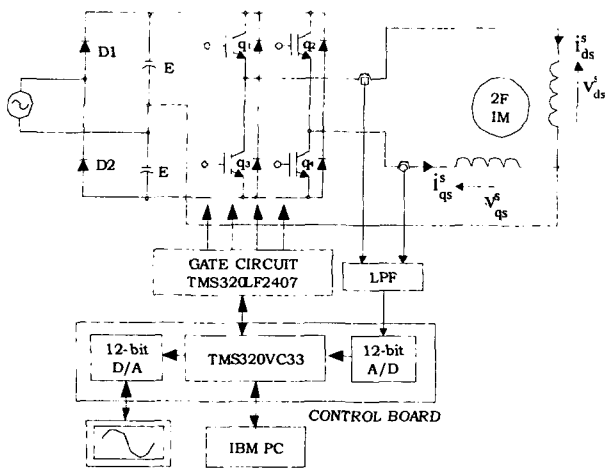


그림 5 시스템 하드웨어 구성도  
Fig. 5 System hardware configuration.

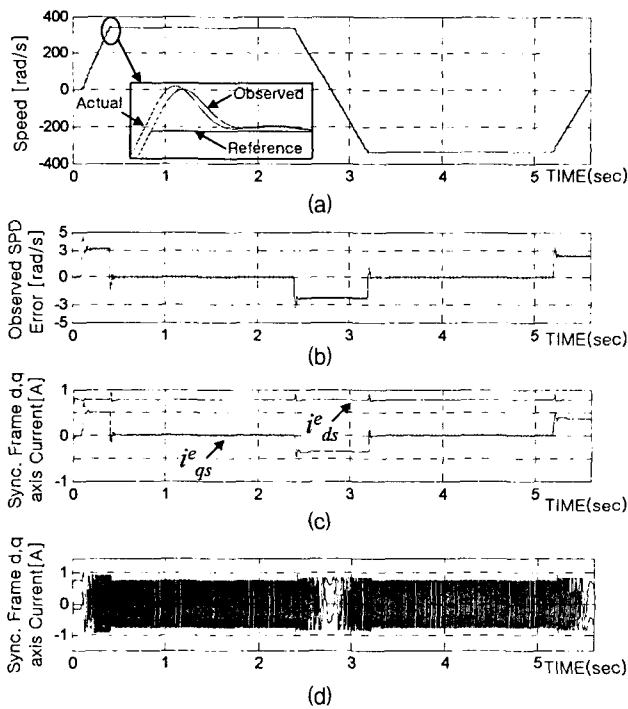


그림 7 시뮬레이션 결과. (a) 회전자 전기각 속도 (b) 속도 관측 오차 (c) 동기회전좌표계 d,q-축 전류 (d) 고정자 전류  
Fig. 7 Simulation result. (a) Rotor electrical angular velocity (b) Observed speed error (c) d,q-axis current at sync. frame (d) stator current

4.2. 시뮬레이션 결과

2상 유도전동기를 위한 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 유효성을 설계 단계에서 입증하기 위해 MATLAB/SIMULINK를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 무부하 조건에서 사다리꼴 속도 지령 (0[rad/s] 335.1[rad/s] -335.1[rad/s], 83.8[rad/0.1sec] ramp rate) 에 따라 정.역 운전으로 시뮬레이션하였으며 그 결과 파형은 그림 7~8과 같다.



그림 6 실험용 150W 2상 유도전동기  
Fig. 6 Two-phase Induction motor for Experiment

제안된 슬라이딩 모드 관측기에 의한 속도 추정 오차는 그림 7(b) 파형에서 나타난 것과 같이 정.역 전환 운전시에 가장 크며 3~5[rad/s] 이하의 추정 오차를 가지며 회전자 속도를 추정함을 알 수 있다. 그림 8은 정.역 전환시의 파형으로 그림 8(c)는 슬라이딩 모드 자속 관측기에 의해 관측된 회전자 자속 파형이다.

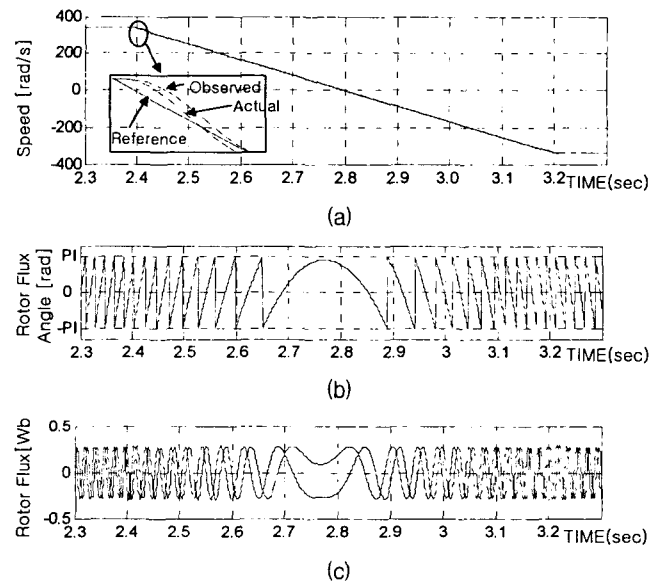


그림 8 시뮬레이션 결과. (a) 정역운전시 회전자 전기각 속도 (b) 회전자 자속 위치 (c) 관측된 회전자 자속  
Fig. 8 Simulation result. (a) Speed at forward to reverse operation (b) Rotor flux angle (c) Observed rotor flux

4.3. 실험 결과

시뮬레이션과 동일한 무부하 조건의 사다리꼴 속도 지령에 따라 실험을 수행하였다. 그림 9~12는 주어진 조건에 따라 실험한 결과 파형들이며 각각의 Ch.1~2 파형은 제어기에서 연산 또는 신호처리된 결과 값을 D/A변환기를 통해 출력한 파형들이다.

그림 9(a)는 기동에서부터 정회전 및 역회전시 속도 및 고정자 전류 파형을 나타내며 그림 9(b)에서 Ch.1 파형은 관측된 속도 오차 파형으로 시뮬레이션 결과인 그림 7(b)와 같이 속도 지령의 전환시에 가장 크게 나타나며 최대 오차가 약 7

[rad/s] 이하이고 정상 상태에서는 약 1[rad/s] 이하의 오차를 가짐으로써 양호한 속도 추정 결과를 확인할 수 있다. Ch.2는 전동기의 토크분 전류인  $i_{qs}^*$ 의 파형으로 전동기가 정상 상태에 도달했을 때 거의 0[A]로 된다. 여기서 무부하 조건, 즉 부하 토크가 0이기 때문에 식(19)의 토크 식으로부터 벡터 제어가 적절히 되고 있음을 알 수 있다.

그림 10(a)~(c)는 전동기 기동시의 응답 파형들이며 각각 속도 응답, 고정자 전류 파형 및 제안된 슬라이딩 모드 자속 관측기에서 관측된 회전자 자속 파형을 나타내며 정지상태에서도 회전자 자속 및 속도의 추정이 가능함을 알 수 있다.

그림 11 및 12 파형은 각각 정.역 및 역.정회전 전환시의 응답 파형을 나타내며 전체 운전 영역에서 제안된 자속/속도 관측기의 특성이 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있다.

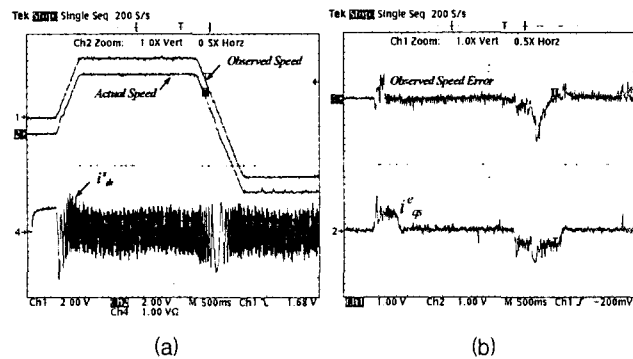


그림 9 사다리꼴 속도응답 특성(부무하) (a) Ch.1~2: 속도 응답, Ch.4: 고정자 전류(1A/1V), (b) Ch.1: 관측된 속도 오차(5rad/1V), Ch.2: 동기좌표계 q축 전류(1A/1V)

Fig. 9 Trapezoidal reference response(no load) (a) Ch.1~2: speed response, Ch.4: stator current (1A/1V) (b) Ch.1: observed speed error (5rad/1V), Ch.2: sync. frame q-axis current(1A/1V)

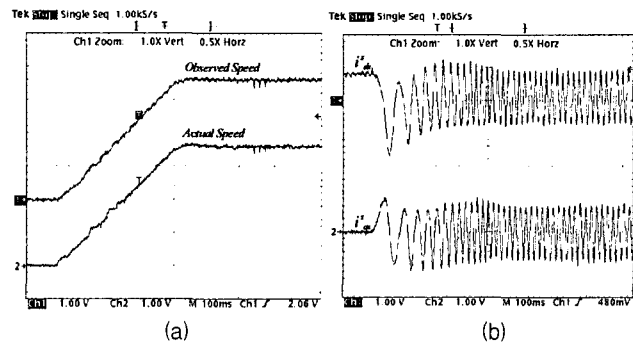


그림 10 기동시 응답 특성  
(a) 속도응답  
(b) 고정자 전류(1A/1V)  
(c) 관측된 회전자 자속  
Fig. 10 Start-up response  
(a) Speed response  
(b) Stator current(1A/1V)  
(c) Observed rotor flux

특히 영 속도를 포함한 저속 영역, 즉 속도 전환 시점에서도 속도 추정이 잘 이루어짐과 전동기 출력 변수의 특이한 변동없이 양호하게 전환됨을 확인할 수 있다.

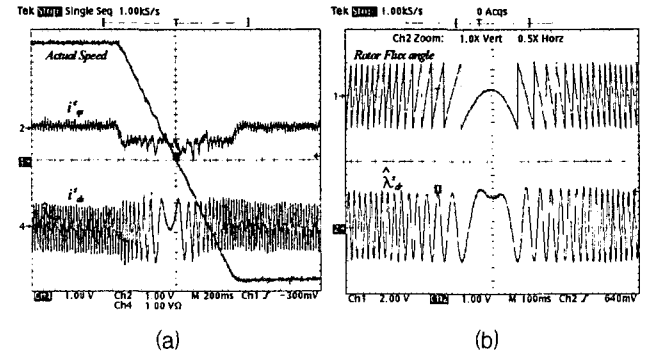


그림 11 정.역회전 응답특성 (a) Ch.1: 실제 속도, Ch.2: 동기좌표계 q축 전류(1A/1V), Ch.4: 고정자 전류(1A/1V)

Fig. 11 Speed reversion (a) Ch.1: actual speed, Ch.2: sync. frame q-axis current, Ch.4: stator current(1A/1V) (b) observed rotor flux and position

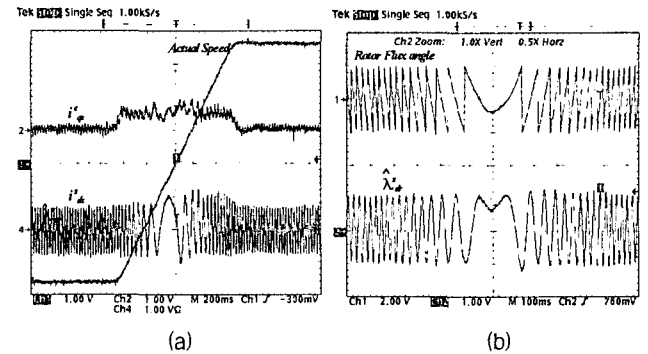


그림 12 역.정회전 응답특성 (a) Ch.1: 실제 속도, Ch.2: 동기좌표계 q축 전류(1A/1V), Ch.4: 고정자 전류(1A/1V)

Fig. 12 Speed reversion (a) Ch.1: actual speed, Ch.2: sync. frame q-axis current, Ch.4: stator current(1A/1V) (b) observed rotor flux and position

### 5. 결 론

본 논문에서, 2상 유도전동기에 대한 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기를 이용한 속도 센서리스 제어 알고리즘을 제안하였다. 제안된 관측기에 대한 오차 해석이 수행되었으며 관측기의 점근적 안정성이 만족됨을 보였다. 저 전력급의 150W 2상 유도전동기를 위한 제안된 속도 센서리스 알고리즘을 이용한 간접 벡터 드라이브 시스템을 구성하였으며 이에 대한 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

실험 결과로부터 전동기의 전 운전 영역에서 제안된 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기에 의한 회전자 속도 추정이 양호함을 보였고 속도 센서리스 벡터제어가 안정적으로 수행됨을 보였다. 그리고 전동기의 정지 상태 및 영 속도를 포함한 저속 영역에서도 회전자 자속 및 속도 추정이 양호하게 이루어

어짐에 따라 전동기의 초기 기동 시점이나 정.역회전 운전시 저속 영역에서 나타날 수 있는 불안정한 상태 없이 안정되게 운전이 가능함을 보임으로써 제안된 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기에 의한 2상 유도전동기의 속도 센서리스 간접 백터제어의 우수한 성능과 그 유효성을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] M. Chomat, T. A. Lipo, "Adjustable-speed single-phase IM drive with reduced number of switches", IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol. 39, No. 3, 2003, pp. 819-825.

[2] D. H. Jang, D. Y. Yoon, "Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motor", IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol. 39, No. 2, 2003, pp. 542-549.

[3] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method" in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol. 1, 1996, pp. 270-277.

[4] P. L. Jansen, R. P. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines" IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.

[5] H.Kubota, K.Matuse, T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 344-348, Mar./Apr. 1993.

[6] P. Vas, Artificial-Intelligence-based Electrical Machines and Drives Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-based Techniques. Oxford, U.K.:Oxford Univ. Press, 1999.

[7] V. I. Utkin, Sliding modes in control and optimization, Springer Verlag, 1992.

[8] Zang Yan, Changxi Jin, V. I. Utkin, "Sensorless sliding-mode control of induction motors", IEEE Trans. On Ind. Elec. Vol. 47, No. 6, 2000. pp. 1286-1297.

[9] J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.

[10] C. B. Jacobina, M. B. D. R. Correa, E. R. C. D. Silva, A. M. N. Lima, "Induction motor drive system for low-power application", IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol. 35, No. 1, 1999. pp. 52-61.

저 자 소 개



김삼영(金三永)

1971년생. 1997년 창원대 전자공학과 졸업. 1999년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년~2003년 두산중공업(주) 근무. 2001~현재 창원대 대학원 전자공학과 박사과정.  
E-mail: sam0kim@changwon.ac.kr



박성수(朴聖洙)

1958년생. 1987년 영남대 전자공학과 졸업. 2003년 창원대 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1986년~2001년 LG전자 책임연구원. 2004년 현재 창원대 메카트로닉스공학부 계약교수.  
E-mail: sspark@changwon.ac.kr



박승엽(朴勝燁)

1958년생. 1981년 고려대 전기공학과 졸업. 1988년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1988년~현재 창원대학교 전자공학과 교수.  
E-mail: psy@sarim.changwon.ac.kr