

슬라이딩 모드 관측기에 의한 유도전동기 센서리스 벡터제어

Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motor using Sliding Mode Observer

신종렬*, 권순만*, 이종무*

(Jong-Ryeol Shin, Soon-man kwon, Jong-Moo Lee)

Abstract - This paper describes the speed-sensorless vector control system of a three-phase induction motor using sliding mode flux/speed observer. The sliding mode observer estimates the rotor speed. The error between the actual and observed currents converges to zero which guarantees the accuracy of the flux observer.

The convergence of nonlinear time-varying observer along with the asymptotic stability of the controller was analyzed. To define the control action which maintains the motion on the sliding manifold, an "equivalent control" concept was used. It was simulated and implemented on a sensorless indirect vector drive for 750[W] three-phase induction motor. The simulation and experimental results demonstrated the effectiveness of the proposed estimation method.

Key Words : Induction Motor, Current Control, Speed Control, Sliding Mode, Lyapunov stability

1. 서 론

유도전동기(Induction Motor)는 정류자가 없는 구조이기 때문에 기계적 구조가 견고하고 유지 및 보수가 용이하며 가격이 저렴한 이점이 있어 널리 사용되고 있다. 벡터제어기법의 출현에 이은 마이크로프로세서 및 전력용 반도체가 급속히 발전됨으로써 제어기술이 향상되어 고성능 제어가 가능하게 되었다. 본 논문에서는 유도전동기의 효과적인 제어를 위해 3상 고정좌표계에서 동작하는 슬라이딩 모드 관측기에 기반을 둔 3상 유도전동기의 센서리스 제어 기법을 제안하고 간접벡터 드라이브 시스템에 적용한다. 제안된 비선형 시변 관측기의 수렴성을 Lyapunov 안정도 이론에 근거하여 분석하고 슬라이딩 모드를 포함하는 제어 동작을 정의하기 위해 "등가제어" 개념을 이용하게 된다. 제어시스템은 속도제어와 전류제어 그리고 스위칭 패턴에 따라 유도전동기를 구동하기 위해 공간 벡터 PWM 인버터를 사용하며 벡터제어 알고리즘의 고속 연산처리를 위해서 TMS320F2812 DSP를 CPU로 사용한다. 제안된 제어시스템의 타당성을 입증하기 위하여 750[W]의 유도전동기에 대해 시뮬레이션 및 실험을 행하였고 실험결과 기준속도나 토크의 변동에 대해 제어시스템의 응답특성을 평가한다.

2. 본 론

2.1 유도전동기 모델링

유도전동기에 의한 구동시스템 설계 시 유도전동기를 정확히 표현할 수 있는 모델이 필수적이다. 유도전동기의 동특성

은 매우 복잡하며 회전자 위치에 따라 결합계수가 변화하므로 유도전동기의 모델은 시변계수를 갖는 연립 미분방정식으로 표현된다. 유도전동기의 정상상태 해석을 위해 d-q 변환을 이용했고 d-q 변환은 시변파라미터가 제거되고 고정자의 제반변수와 파라미터가 d, q축에 직교좌표축 상의 값으로 표현된다. 이러한 d-q축 동특성 모델은 아래와 같이 고정좌표계와 회전좌표계의 그림과 식으로 표현될 수 있다.

2.1.1 고정좌표계

$$\begin{aligned} v_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \\ v_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \\ 0 &= R_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s + w_r \lambda_{qr}^s \\ 0 &= R_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s - w_r \lambda_{dr}^s \end{aligned} \quad (2.1)$$

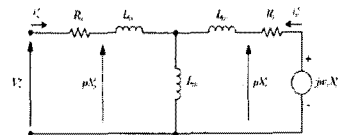


그림 2.1 고정좌표계 동적 등가회로

2.1.2 회전좌표계

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - w_e \lambda_{qs}^e \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + w_e \lambda_{ds}^e \\ 0 &= R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (w_e - w_r) \lambda_{qr}^e \\ 0 &= R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (w_e - w_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (2.2)$$

저자 소개

*한국전기연구원 계속제어연구그룹

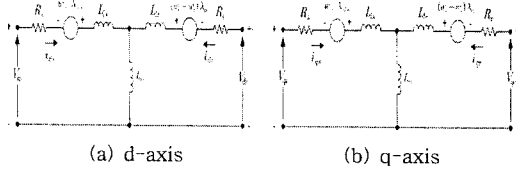


그림 2.2 동기 회전자표계에서의 유도전동기 등가회로

2.2 슬라이딩 모드 관측기

2.2.1 모델기반 슬라이딩 모드 관측기 구조

모델 기반의 센서리스 제어기는 고정자의 물리량, 특히 고정자의 전류 및 전압 정보만을 이용하여 회전자 속도를 추정하는 대표적인 방법이다. 3상 유도전동기에 대한 모델 기반의 센서리스 간접 벡터제어 드라이브 시스템 구성도는 그림 2.3(a)와 같고 제안된 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기는 그림 2.3(b)와 같으며 동일한 물리량, 즉 회전자의 자속을 추정하기 위해 2개의 독립적인 관측기를 이용한다. w_r 이 포함되지 않은 회전자 자속 모델인 식(2.3)의 관측기와 w_r 이 포함된 자속 모델인 식(2.4)의 슬라이딩 모드 자속 관측기로 구성된다.

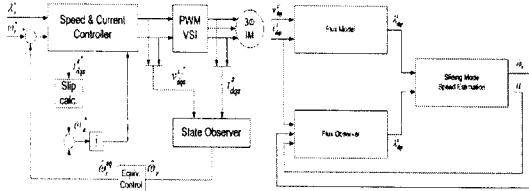


그림 2.3 (a) 모델기반 센서리스 간접 벡터제어 구성도
(b) 슬라이딩 모드 자속/속도 관측기

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

$$p\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} [v_{qs}^s - (R_s + p\sigma L_s) i_{qs}^s] \quad (2.3)$$

$$p\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \frac{1}{T_r} \hat{\lambda}_{dr}^s - \hat{w}_r \hat{\lambda}_{qr}^s + u \hat{\lambda}_{qr}^s$$

$$p\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s - \frac{1}{T_r} \hat{\lambda}_{qr}^s + \hat{w}_r \hat{\lambda}_{dr}^s - u \hat{\lambda}_{dr}^s \quad (2.4)$$

회전자 각속도 \hat{w}_r 와 보조 변수 u 의 추정 값은 식(2.5)와 같이 정의된 불연속 함수이다.

$$\begin{aligned} \hat{w}_r &= w_0 \text{sign}(s_w) \\ u &= u_0 \text{sign}(s_u) \end{aligned} \quad (2.5)$$

여기서, $\text{sign}(s_{wu}) = \begin{cases} 1, & \text{if } s_{wu} > 0 \\ 0, & \text{if } s_{wu} = 0 \\ -1, & \text{if } s_{wu} < 0 \end{cases}$

w_0 및 u_0 는 양의 상수이며 슬라이딩 함수인 s_w 와 s_u 는 추정된 회전자 자속과 자속 오차로 조합된 비선형 함수이다.(2.6)

$$\begin{aligned} s_w &= (\hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s) \hat{\lambda}_{qr}^s - (\hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s) \hat{\lambda}_{dr}^s = \bar{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s - \bar{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s \\ s_u &= (\hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s) \hat{\lambda}_{dr}^s + (\hat{\lambda}_{qr}^s - \lambda_{qr}^s) \hat{\lambda}_{qr}^s = \bar{\lambda}_{dr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s - \bar{\lambda}_{qr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.2.2 Lyapunov 안정도 해석

제한된 회전자 자속 관측기의 실제 값 추정에 대한 수렴성 분석은 Lyapunov 안정도 이론에 근거하여 적절한 Lyapunov 함수를 선택함으로써 시스템의 점근적인 안정성을 판별할 수 있다. Lyapunov 안정도 판별법은 Lyapunov 함수를 통해 시스템이 안정하도록 적용 범칙을 설계하는 것으로 비선형 시스템에도 적용 가능하며 전체 안정도의 판별이 가능하다.

추정된 회전자 각속도는 \hat{w}_r 과 u 는 식(2.6)에 대한 함수이므로 다음 식과 같은 Lyapunov 함수 V 를 선택할 수 있다.

$$V = \frac{1}{2} s_w^2 + \frac{1}{2} s_u^2 > 0$$

V 는 positive definite한 스칼라 함수로 첫 번째 Lyapunov 안정 조건을 만족하며 두 번째 안정 조건인 V 의 미분 값이 0보다 작은 값, 즉 $\dot{V} = s_w \dot{s}_w + s_u \dot{s}_u < 0$ 를 만족하는 조건을 구하면 상수 w_0 및 u_0 를 선정할 수 있다.

$s_w \dot{s}_w$ 와 $s_u \dot{s}_u$ 를 구하여 V 의 미분 값을 구하면 식(2.7)과 같다.

$$\left[|\hat{\lambda}|^2 w_0 - u_0 |s_u| \text{sign}(s_w) \right] |s_w| - \frac{2}{T_r} (s_w^2 + s_u^2) + s_w f_w + s_u f_u \quad (2.7)$$

식(2.7)에서 $u_0 \ll w_0$ 을 만족하는 u_0 를 선정하고 w_0 를 충분히 큰 값으로 선정하면 $\dot{V} = s_w \dot{s}_w + s_u \dot{s}_u < 0$ 을 만족한다. 즉 슬라이딩 모드가 $s_w = 0, s_u = 0$ 인 평면상에서 발생한다.

$s_w = 0, s_u = 0$ 인 평면상에서 슬라이딩 모드 식은 불연속 함수 $w_0 \text{sign}(s_w)$ 와 $u_0 \text{sign}(s_u)$ 를 등가제어 입력 \hat{w}_r^{eq} 와 u^{eq} 로 대체함으로써 나타낼 수 있는데 미지의 값을 포함하기 때문에 직접 계산할 수 없다. 그래서 본 논문은 LFP(Low Pass Filter)를 적용하여 불연속 함수 \hat{w}_r 에 포함된 고주파 성분을 제거함으로써 구할 수 있었다.(식2.8)

$$\hat{w}_r^{eq} \cong \frac{1}{\tau p + 1} \hat{w}_r \quad (2.8)$$

여기서 τ 는 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 0.0551로 선정하였다. 이 값을 너무 크게 선정할 경우 과도한 속도 리플이 존재하게 된다.

2.2.3 제한된 관측기의 실제적 고려

순수 적분에 의한 회전자 자속은 특히 저주파 영역에서 센

서 잡음 및 DC 옵셋 등의 영향에 의해 심각한 문제를 야기할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 제거하기 위해 1차 HFP(High Pass Filter)를 적용하였으며 이때의 회전자 자속 관측기식은 다음 식과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

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

$$\lambda_{qr}^s = \frac{T_c}{1 + T_c p} \frac{L_r}{L_m} [v_{qs}^s - (R_s + L_s \sigma p) i_{qs}^s] \quad (2.9)$$

여기서 필터 시정수 T_c 가 작은 값일수록 전압 및 옵셋의 영향이 감소하게 된다. 반대로 T_c 값이 증가할수록 관측된 회전자 자속의 위상 오차가 감소하게 된다.

식(2.9)와 같이 HPF를 적용한 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 상세한 구성도는 그림 2.4와 같다.

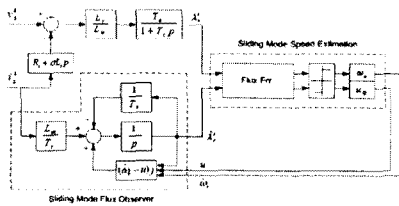


그림 2.4 제안된 슬라이딩 모드 관측기의 구성도

2.3 시스템 구성

제안된 알고리즘은 750W 3상 유도전동기의 간접벡터 드라이브 시스템에 적용되었으며 6개의 스위치를 갖는 전압형 인버터를 이용하고 제어기는 150MHz 클럭으로 동작하는 32-bit TMS320F2812 DSP를 이용하였다. 전류제어기와 슬라이딩 모드 관측기의 샘플링 주기는 $66\mu s$, 속도 제어 주기는 $1ms$ 로 설정하였다. 또한 인버터의 PWM 주파수는 PWM의 스위칭 손실을 고려하여 4kHz, 데드타임은 $6\mu s$ 로 설정하였다.

2.4 실험결과

무부하 조건의 사다리꼴 속도지령과 스텝 속도지령에 따라 실험을 수행하였다.

그림 2.5 (a), (b)는 정·역회전 전환 시의 응답 파형을 나타내며 전체 운전 영역에서 제안된 관측기의 특성이 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있었다. 특히 영 속도를 포함한 저속 영역, 즉 속도 전환 시점에서도 속도 추정이 잘 이루어짐과 동시에 전동기 출력 변수의 특이한 변동 없이 양호하게 전환됨을 알 수 있다.

그림 2.6 (a)는 스텝 속도 지령에 따른 유도전동기의 관측 속도와 실제속도 그리고 a상 전류파형을 나타내며 속도 전환 시점에서 속도 추정이 잘 이루어짐을 알 수 있다. 그림 2.6(b)는 동기회전좌표계 q축 전류와 실제속도 그리고 a상 전류를 나타내며 전동기의 토크분 전류인 동기 회전좌표계 q축

전류는 전동기가 정상상태에 도달했을 때 거의 0[A]가 됨을 알 수 있다. 그러므로 제안된 시스템으로부터 만족스러운 결과를 얻음으로써 벡터제어가 적절히 됨을 알 수 있다.

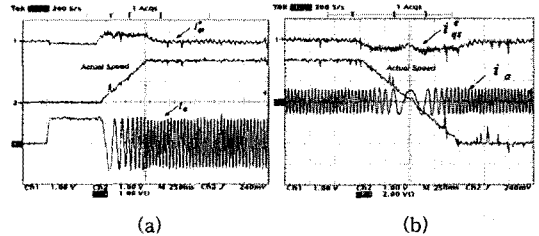


그림 2.5 정·역회전 전환시의 응답파형

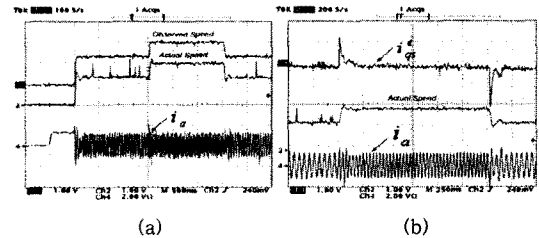


그림 2.6 스텝응답 특성

3. 결론

본 논문에서 3상 유도전동기에 대한 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 속도 센서리스 벡터제어 알고리즘을 제안하였다.

제안된 관측기의 오차 해석이 수행되었으며 관측기의 안정성 분석을 위해 Lyapunov 안정도 해석에 의한 시스템의 점근적 안정성이 만족됨을 보였다. 750[W] 3상 유도전동기를 이용해서 제안된 속도 센서리스 알고리즘을 이용한 간접 벡터 드라이브 시스템을 구성하였으며 이에 대한 실험을 수행하였다. 실험 결과를 통해 제안된 슬라이딩 모드 관측기에 대한 3상 유도전동기의 속도 센서리스 간접 벡터제어의 우수한 성능과 그 유효성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] B.K.Bose, "Sliding mode control of induction motor", Conf.Rec. of IEEE/IAS Annu. Meet., pp479-486,1985
- [2] E.Y.Y.Ho and P.C.Sen, "Control dynamics of drive systems using sliding mode controllers with integral compensation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.27, no.5, pp.883-892, 1991.
- [3] Z.Cucej, J.Mohorko, P.Planinsic, K.Jezemik and D.Donlagic, "Vector control method in sliding mode control of an ac motor," IEEE/PESC '92 Rec., vol.1, pp.253-258, 1992.
- [4] H.W.van der Broeck, H.C.Skudelny, and G.V.Stanke,"Analysis and Realization of a Pulse width Modulation Based on Voltage Space Vectors."IEEE Trans. on Ind. Application, vol.24, no.1, pp 142-150, jan. Feb., 1988.