

슬라이딩 모드 제어를 이용한 단상 유도전동기의 저 전류 기동 시뮬레이션

(The Low Current Starting Simulation of a Single Phase Induction Motor Using Sliding Mode Control)

김효기* · 이병하

(Hyo-Ki Kim · Byung-Ha Lee)

요 약

단상유도전동기의 기동전류를 줄이기 위하여 슬라이딩모드 제어기가 적용된다. 단상유도전동기의 기동전류가 정격치 이하로 유지되도록 슬라이딩모드 제어기의 스위칭 기능을 조절함으로써 전동기 입력전압이 제어되며 또한 속도도 제어된다. 슬라이딩 모드 제어기의 스위칭은 속도 오차 신호와 속도 변화량에 대하여 적절이 수행된다.

단상 유도 전동기의 기동특성이 슬라이딩 제어기를 사용하여 크게 향상될 수 있음을 보여 준다.

Abstract

In this paper, the Sliding Mode Controller is applied to reduce the starting current of the single phase induction motor. The input voltage to the single phase induction motor is controlled so that the starting current of the motor may be maintained within the rating value and the velocity is also controlled, by adjusting the switching function of the Sliding Mode Controller. The switching of sliding control is made appropriately with regard to velocity error signal and acceleration signal.

It is shown that the starting characteristics of the single phase induction motor(SPIM) can be greatly enhanced through the sliding control of single phase induction motor.

Key Words : SPIM(Single Phase Induction Motor), SMC(Sliding Mode Control), Low current starting

1. 서 론

산업기술의 급속한 발전으로 단상 유도전동기는 가

* 주저자 : SLSSP 주식회사

Tel : 032-770-4325, Fax : 032-765-8118

E-mail : 537852@hanmail.net

접수일자 : 2007년 3월 15일

1차심사 : 2007년 3월 21일, 2차심사 : 2007년 6월 12일

심사완료 : 2007년 6월 22일

정용을 비롯하여 농업용, 산업용에 이르기까지 다양하게 사용되고 있다. 일반적으로 단상 유도전동기는 기동 토크가 크며, 공급주파수의 2배가 되는 순시적인 맥동 토크로 다상 유도전동기에 비해서 소음이 크다. 또한 이들 기기에서 발생하는 돌입전류로 인하여 전력계통의 전압이 변형되어 이에 접속된 조명기기의 수명저하나 차단기의 트립과 퓨즈의 용단 등의 원인이 되며 전기적 충격으로 전기제품의 내부회로의 고

장을 발생시킨다. 이런 점은 IEC(국제전기기술위원회) 규격에 포함된 가전·범용품 기기의 돌입 전류는 200[%]이하이어야 한다는 조항을 여기게 된다[1].

현재 산업현장에서 사용되어지는 유도전동기의 기동법에는 삼상의 경우 Y-△ 기동, 리액터 기동, 최근의 소프트기동법 등이 있다. 이러한 기동법은 실질적으로 기동시에 기동전류를 전전류에서 전 전류의 3분의 1, 전 전류에 근접하는 전류까지 제어 가능하게 되었다. 하지만 단상 유도전동기의 경우는 스스로 기동할 수 없기 때문에 단순히 기동토크를 얻는 방법으로 분상기동, 콘덴서 기동, 세이딩 폴 기동법 등으로 기동 토크를 얻는 데에만 국한된다. 이러한 문제에서 본 연구는 단상 유도전동기의 기동시 저전류로도 기동이 가능하도록 하는데 목적을 두었다. 지금까지 단상 유도전동기의 기동특성의 연구는 대부분이 위상제어를 통하여 전압을 제어하는 방향으로 연구되어져 왔다[2-3]. 위상제어 방식으로 기동했을 때 감소된 기동전류로 인해 기동에 필요한 토크가 저감되고 기동실패가 생길 수 있다[4]. 본 논문에서는 기존의 위상제어 방식에 SMC(Sliding Mode Control)를 적용하여 전동기의 가속도 평면을 설계하여 이 평면에 구속되도록 토크 제어 입력신호를 구성함으로써 전압제어시 발생 할 수 있는 토크의 저감으로 인한 기동실패를 최소화하는데 사용되었다. 현재 Sliding Mode Control 이론은 헬리콥터의 자세제어, 인공위성의 궤도, 미사일의 궤도 제어 등의 위치 제어로 많이 연구되어져 왔다. 본 연구에서는 Sliding Mode Control 이론의 강인제어와 시스템의 파라미터 영향을 받지 않는다는 장점을 이용하여 단상 유도전동기의 기동시 속도-토크 제어기로 재구성하여 기동시 발생하는 과전류를 저 전류에서도 기동될 수 있도록 제어하였다. 연구의 내용은 먼저 콘덴서 기동형 유도전동기의 회로방정식을 수립, 벡터 해석을 통해 d-q 모델링 하였고, Sliding Mode Control 기법을 도입하여 제어기로 구성하였다[1-4].

이렇게 모델링 되어진 단상 유도전동기를 시뮬레이션하여 기동 시 전류 특성을 해석하여 봄으로서 전류를 제어하기 전과 제어한 후의 특성을 비교, 분석한다. 전압제어기로는 AC-AC컨버터를 이용하여 입력전압을 서서히 증가시키는 형태로 제어하도록

하고, 슬라이딩 모드 제어기는 기준 속도 오차와 속도의 미분 값(가속도)을 상태변수로 두고 제어입력을 구한다. 이때에 만들어진 Sliding Switching 신호가 토크제어입력으로 구성되어 스위칭함수의 기울기 c 값을 점차 작게 하고 동시에 입력전압이 정격전압에 이르는 시간을 점차 지연하도록 하여 기동전류를 정격전류에 가깝게 할 때 기동실패를 막음으로써 가장 문제가 되고 있는 기동 시에도 정격전류 이하에서 단상 유도전동기를 기동할 수 있도록 제어한다.

2. 콘덴서 기동형 단상 유도전동기의 d-q모델

콘덴서 기동 단상 유도전동기의 정상 상태를 해석하는 데는 E. R. Collins와 P. B. Boyd의 회전좌표계 방법과 대칭좌표계 방식이 사용되어 왔다. 그러나 이러한 방식은 전동기의 정상상태 특성해석에는 적합하지만 콘덴서 기동 전동기는 기동 순간과 운전상태의 특성이 상이하여 기동 시 순시적인 해석방법으로는 부적합하다. 본 연구에서는 콘덴서 기동 단상유도전동기의 짧은 기동시간을 해석하기 위하여 3상 전동기와 2상 전동기에서 사용되는 동적상태 모델의 d-q모델을 제안하였다. 콘덴서 기동 단상 전동기는 기동 시 주권선과 보조권선으로 기동되기 때문에 기동 시 2상으로 해석할 수 있다.

그림 1은 본 연구에서 제안된 콘덴서 기동형 단상 유도전동기의 d-q 모델을 이용한 T형 등가회로도를 나타낸다.

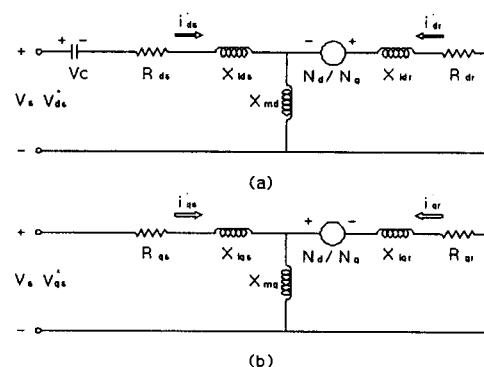


그림 1. T형 등가회로도

Fig. 1. Equivalent circuits of T type

슬라이딩 모드 제어를 이용한 단상 유도전동기의 저 전류 기동 시뮬레이션

주권선의 전압 V_{qs}^s 와 보조권선 전압 V_{ds}^s 는 다음과 같이 나타낸다.

$$V_{qs}^s = V_s \quad (1)$$

$$V_{ds}^s = V_s - \frac{1}{c} \int i_{ds}^s dt \quad (2)$$

T형 등가회로도에서 전류방향을 기준으로 하여 전압방정식을 세우면 식 (3)과 같다[5].

$$V_{qs}^s = (R_{qs} + \frac{d}{\omega_b} X_{qs}) \times i_{qs}^s + (\frac{d}{\omega_b} X_{mq}) \times i_{qr}^s$$

$$V_{ds}^s = (R_{ds} + \frac{d}{\omega_b} X_{ds}) \times i_{ds}^s + (\frac{d}{\omega_b} X_{md}) \times i_{dr}^s$$

$$0 = (\frac{d}{\omega_b} X_{mq}) \times i_{qs}^s - (\frac{N_a}{N_d} \times \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{md}) \times i_{ds}^s \\ + (R_{qr} + \frac{d}{\omega_b} X_{qr}) \times i_{qr}^s - (\frac{N_a}{N_d} \times \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{dr}) \times i_{dr}^s$$

$$0 = (\frac{N_d}{N_q} \times \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{mq}) \times i_{qs}^s + (\frac{d}{\omega_b} X_{md}) \times i_{ds}^s \quad (3) \\ + (\frac{N_d}{N_q} \times \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{qr}) \times i_{qr}^s + (R_{dr} + \frac{d}{\omega_b} X_{dr}) \times i_{dr}^s$$

그림 1을 다시 표현하면 그림 2와 같이 세분화하여 자속의 형태로 표현할 수 있으며, 여기서 각각의 자속은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{qs} = L_{qs} \times i_{qs} + L_{mq}(i_{qs}^s + i_{qr}^s)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ds} \times i_{ds} + L_{md}(i_{ds}^s + i_{dr}^s)$$

$$\lambda_{qr} = L_{qr} \times i_{qr} + L_{mq}(i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (4)$$

$$\lambda_{dr} = L_{dr} \times i_{dr} + L_{md}(i_{ds}^s + i_{dr}^s)$$

식 (4)를 이용하여 전압 방정식으로 나타내면 고정자축 전압은 식 (5)와 같다.

$$V_{qs} = R_{qs} \times i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt}$$

$$V_{ds} = R_{ds} \times i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (5)$$

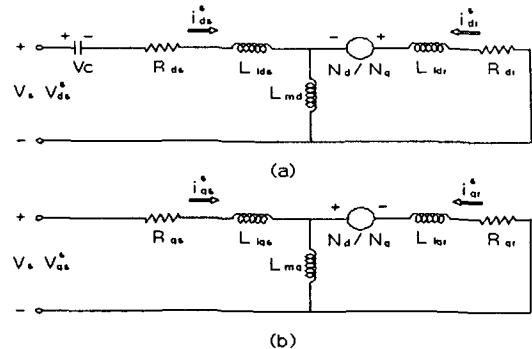


그림 2. 동적 모델의 등가 회로
Fig. 2. Equivalent circuits of dynamic model

회전자 측은 식 (6)과 같다.

$$0 = R_{qr} \times i_{qr} - \frac{N_a}{N_d} \times \omega_r \times \lambda_{dr} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (6)$$

$$0 = R_{dr} \times i_{dr} + \frac{N_d}{N_q} \times \omega_r \times \lambda_{qr} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt}$$

위의 식에서 전압이 0이 되는 이유는 농형 유도전동기는 회전자 권선이 모두 단락 환으로 단락되어 있기 때문이다.

식 (5)와 (6)의 전압 식을 자속으로 나타내면 식 (7)과 같다.

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_{qs} \times i_{qs}^s \quad (7)$$

식 (7)의 양변을 적분하여 표현하면 다음과 같다.

$$\lambda_{qs} = \int (V_{qs} - R_{qs} \times i_{qs}^s) dt \quad (8)$$

이와 같은 방법으로 자속을 계산하면 식 (9)와 같아 된다.

$$\lambda_{ds} = \int (V_{ds} - R_{ds} \times i_{ds}^s) dt$$

$$\lambda_{qr} = \int (\frac{N_a}{N_d} \times \omega_r \times \lambda_{dr} - R_{qr} \times i_{qr}^s) dt \quad (9)$$

$$\lambda_{dr} = \int (-\frac{N_d}{N_q} \times \omega_r \times \lambda_{qr} - R_{dr} \times i_{dr}^s) dt$$

이렇게 구한 자속을 이용하여 각각의 전류를 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{ds}^s &= (\lambda_{ds} - \lambda_{dm}) / L_{ds} \\ i_{qs}^s &= (\lambda_{qs} - \lambda_{qm}) / L_{qs} \\ i_{dr}^r &= (\lambda_{dr} - \lambda_{dm}) / L_{dr} \\ i_{qr}^r &= (\lambda_{qr} - \lambda_{qm}) / L_{qr} \end{aligned} \quad (10)$$

위의 식 (10)에서 λ_{qm} 과 λ_{dm} 은 전동기의 공극이며 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{qm} &= \lambda_{qs} - L_{qs} \times i_{qs}^s \\ \lambda_{dm} &= \lambda_{ds} - L_{ds} \times i_{ds}^s \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)의 전류 값에 의한 토크는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T = \frac{P}{2} \frac{N_d}{N_q} \frac{X_{mq}}{\omega_b} (i_{qs}^s \times i_{dr}^r - i_{ds}^s \times i_{qr}^r) \quad (12)$$

3. 슬라이딩 모드 제어(SMC, Sliding Mode Control)

가변구조 제어 이론은 제어구조가 미리 설정된 스위칭 함수에 따라 불연속적으로 변화된다는 점에서 고전적인 제어이론과 다르며, 이 경우 변화되는 각 구조에서는 없는 새로운 성질을 가지게 된다. 상태가 슬라이딩 모드라는 새로운 형태의 동작 상태에 머무를 때는 파라미터 변동과 한정된 외란에 거의 영향을 받지 않게 되며 오버슈트가 없는 고속응답을 실현할 수 있다. 또한 물리적 실현이 간단하여 실시간 제어에 유리한 장점을 가지고 있다.

3.1 단상 유도전동기의 시스템 모델링

먼저 벡터제어에 의해 유도기를 구동할 경우 발생 토크는

$$Te = K_i ds i_{qs} \quad (13)$$

여기서 i_{ds} 는 자속성분 전류, i_{qs} 는 토오크 성분 전류이다. 자속을 일정하게 고정시키고 운전할 경우 토크는 i_{qs} 에 비례하므로 다음과 같이 간단하게 표현된다.

$$Te = K' i_{qs} \quad (14)$$

유도전동기의 동특성은 식 (15)와 식 (16)으로 나타낼 수 있다.

$$\Theta = \int \omega dt \quad (15)$$

$$Te = J \ddot{\omega} + B\dot{\omega} + T_L \quad (16)$$

위 식에서 J 는 관성 모멘트, B 는 마찰계수, T_L 은 부하 토크이며 Θ 는 회전자 각이다.

3.2 슬라이딩 모드 제어기 설계

가변구조제어는 제어를 수행하는 동안 시스템의 구조를 강제적으로 바꾼다는 점에서 다른 제어이론들과 차이점을 가진다. 일반적으로 슬라이딩 모드 제어기는 위치제어에 많이 이용되어 왔다. 본 논문에서는 위치제어가 아니라 속도제어를 통하여 기동특성을 연구하는 목적을 가짐으로 제어에 필요한 값은 속도와 가속도가 필요하게 된다.

식 (16)에서 얻은 유도전동기의 기계적 동특성을 이용하여 시스템의 상태벡터를 속도오차와 그 변화량으로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Theta_b - \Theta_r \\ \omega_b - \omega_r \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_b - \omega_r \\ \dot{\omega}_b - \dot{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (17)$$

상태방정식은 다음과 같은 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K}{J} \end{bmatrix} i_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_L + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \omega_b \quad (18)$$

슬라이딩 모드 제어를 이용한 단상 유도전동기의 저 전류 기동 시뮬레이션

이와 같이 유도전동기의 상태방정식은 2계 시스템으로서 상태변수인 속도와 가속도를 이용하여 슬라이딩 모드 제어기를 구현할 수 있게 된다.

유도전동기의 슬라이딩 모드 제어기의 블록선도는 그림 3과 같다.

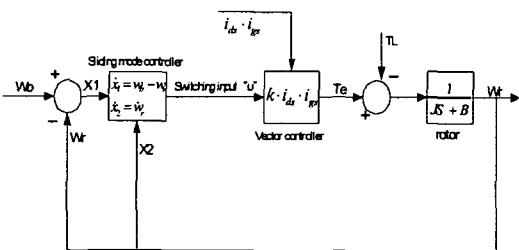


그림 3. 슬라이딩 모드 제어시스템의 블록도
Fig. 3. Block diagram of SMC system

슬라이딩 표면은 속도오차와 속도오차변화량의 선형합으로 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$S = cx_1 + x_2 \quad (19)$$

제어입력인 등가제어입력 u_{eq} 를 구하기 위해 \dot{S} 항을 구한다.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= cx_1 + \dot{x}_2 \\ &= (-c - \frac{B}{J})x_2 + \frac{K'}{J}u - \frac{T_L}{J} + c\omega_b \end{aligned} \quad (20)$$

슬라이딩 모드 제어기의 상태변수인 x_1 과 x_2 를 0으로 보내는 제어입력은 $\dot{S} = 0$ 일 때 적용되는 필요한 제어입력이므로 등가제어 입력 u_{eq} 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$u_{eq} = \frac{J}{K'} \left\{ \left(\frac{B}{J} + c \right) x_2 + \frac{1}{J} T_L - c\omega_b \right\} \quad (21)$$

실제 슬라이딩 모드 제어기에서 시스템 상태가 슬라이딩 평면으로 접근하고 유한시간 내에 슬라이딩이 발생하기 위하여 도달조건을 적용하면 실제 제어 입력 u 는 u_{eq} 를 포함한 형태로 나타난다.

$$u = u_{eq} + \Delta u \quad (22)$$

위 식의 두 번째 항인 부호 함수는 상태변수와 부호를 결정하는 이득에 의해 스위칭 표면상에서 슬라이딩 모드가 존재하도록 하는 제어입력으로서 스위칭 이득은 다음과 같다[6-8].

$$u = \Psi_1 x_1 + \Psi_2 x_2 \quad (23)$$

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{if } sx_1 > 0 \\ \beta_1 & \text{if } sx_1 < 0 \end{cases} \quad (24)$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{if } sx_2 > 0 \\ \beta_2 & \text{if } sx_2 < 0 \end{cases} \quad (25)$$

각각의 스위칭 이득은 다음 식과 같은 슬라이딩 모드 존재 조건을 만족해야 한다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} S \dot{S} < 0 \quad (26)$$

식 (16)을 이용하여 슬라이딩 모드가 존재할 스위칭 이득의 조건은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} S \dot{S} &= \frac{K'}{J} \Psi_1 s x_1 + \left(-c - \frac{(B - K' \Psi_2)}{J} \right) s x_2 \\ &\quad + \left(c\omega_b - \frac{T_L}{J} \right) s < 0 \end{aligned} \quad (27)$$

위의 스위칭 이득의 조건에 만족하기 위한 이득은 다음과 같다.

$$\begin{cases} \frac{K'}{J} \Psi_1 < 0 & \text{if } sx_1 > 0 \\ \frac{K'}{J} \Psi_1 > 0 & \text{if } sx_1 < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Psi_1 = \alpha_1 < 0 \\ \Psi_1 = \beta_1 > 0 \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} \left(-c - \frac{(B - K' \Psi_2)}{J} \right) < 0 & \text{if } sx_2 > 0 \\ \left(-c - \frac{(B - K' \Psi_2)}{J} \right) > 0 & \text{if } sx_2 < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Psi_2 = \alpha_2 < \frac{1}{K'} (cJ + B) \\ \Psi_2 = \beta_2 > \frac{1}{K'} (cJ + B) \end{cases} \quad (29)$$

이와 같은 조건에 따라 슬라이딩 모드 제어기의 이득값이 결정되게 되며 식 (28)과 식 (29)를 만족하게 된다면 시스템의 위상궤적은 어떠한 위치에 있던지 표면을 향하게 된다.

4. 시뮬레이션 및 결과

4.1 단상유도전동기의 시뮬레이션

그림 4~7은 d-q해석을 통한 커패시터 기동형 단상 유도전동기의 기본 시뮬레이션 블록도이다.

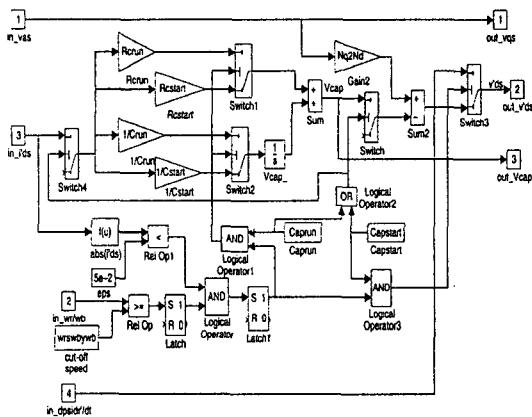


그림 4. 단상유도전동기 제어시스템의 ExtConn 블록도
Fig. 4. ExtConn Block diagram of SPIM control system

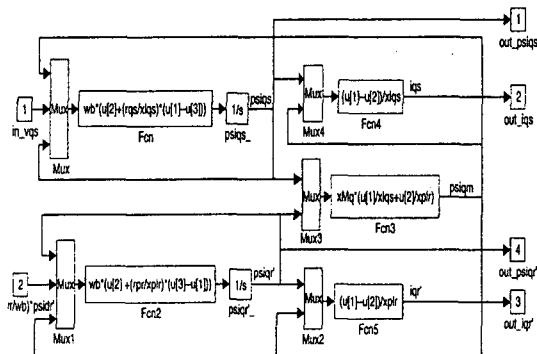


그림 5. 단상유도전동기 제어시스템의 Qaxis 블록도
Fig. 5. Qaxis Block diagram of SPIM control system

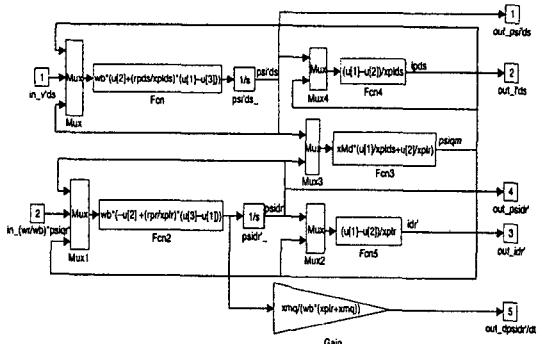


그림 6. 단상유도전동기 제어시스템의 Daxis 블록도
Fig. 6. Daxis Block diagram of SPIM control system

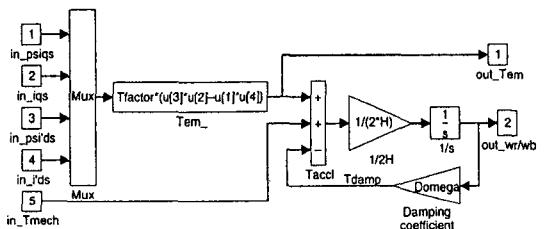


그림 7. 단상유도전동기 제어시스템의 로우터 블록도
Fig. 7. Rotor Block diagram of SPIM control system

4.2 제안된 시스템의 구성

그림 8은 본 연구에서 제시한 단상 유도전동기의 제어 블록도로 d-q 모델 블록도에 위상제어기와 슬라이딩 모드 제어기를 부가시킨 제어시스템이다.

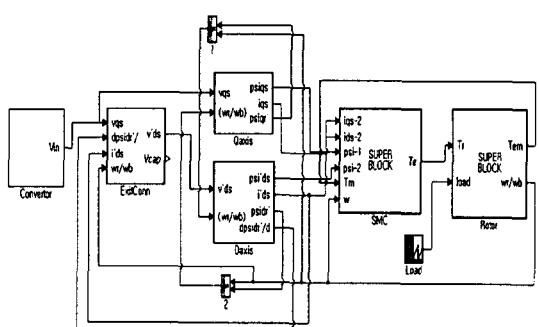


그림 8. 단상유도전동기 제어시스템의 블록도
Fig. 8. Block diagram of SPIM control system

슬라이딩 모드 제어를 이용한 단상 유도전동기의 저 전류 기동 시뮬레이션

표 1은 단상 유도전동기의 사양 및 전동기의 파라미터 값이다.

표 1. 단상 콘덴서 기동 유도전동기의 파라미터 값
Table 1. The parameter of condenser-start induction motor

파라미터	값
정격 출력[W]	750
정격 전압[V]	220
정격 전류[A]	8
극[Pole]	4
상[Phase]	1
정격 주파수[Hz]	60
기동 전류(Starting current)[A]	44
주권선 1차측 저항(R_{qs})[Ω]	1.01
보조권선 1차측 저항(R_{ds})[Ω]	3.57
주권선 1차측 누설리액턴스(X_{ls})[Ω]	2.79
보조권선 1차측 누설리액턴스(X_{ld})[Ω]	3.22
주권선의 1차측과 2차측(회전자)의 상호리액턴스(X_{mr})[Ω]	1.19
보조권선의 1차측과 2차측(회전자) 의 상호리액턴스(X_{ar})[Ω]	1.09
주권선, 보조권선의 비(N_q/N_d)	1/1.18
회전자 관성 계수(J)[kg m ²]	0.0148
커패시터[Ω]	1-j4.5

4.3 제어기의 동작특성

그림 9는 AC-AC 컨버터를 이용한 입력전압이 제어된 모습이다. 지연각의 초기치를 90°를 주었을 때 그림과 같이 약 150[V]에서 정격전압 220[V]까지 상승하는 모습을 보여준다. 입력전압의 제어는 지연각의 초기값과 지연각의 시정수를 조절하면 원하는 전압의 형태를 가져온다. 다시 말해서 지연각의 초기값에 성형되는 전압의 초기값이 결정되고 지연각의 시정수를 작게 또는 크게 하면 정격전압에 이르는 시간을 증가, 감소시킬 수 있다.

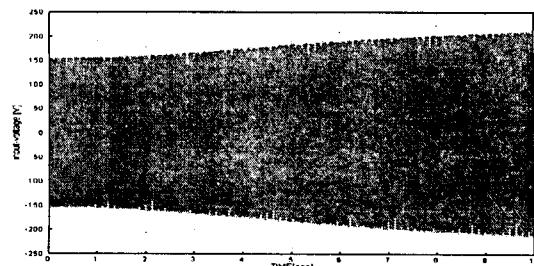


그림 9. 가변 지연각에 따른 전압 특성($\alpha_0 \times e^{-\alpha_1 t}$, $\alpha_0 = 90^\circ$, $\alpha_1 = -0.02$)

Fig. 9. Voltage characteristic based on variable delay angle(α)

그림 10은 기준속도와 회전자 속도를 비교한 오차분에 대하여 슬라이딩 모드 제어기(SMC)에서 슬라이딩 평면을 따라 속도 변화량이 0으로 접근하는 모습이다. 이때 스위칭에 따른 채터링이 발생함을 그림을 통해 알 수 있다.

위의 두 가지의 제어기를 이용하여 전압을 점진적으로 증가시켜 줌과 동시에 슬라이딩제어기를 이용하여 속도 변화량을 0으로 접근하도록 하였다. 또한 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 값을 조절하여 속도 변화량을 달리하는 방법으로 기동시의 과도전류특성을 해석하고자 하였다.

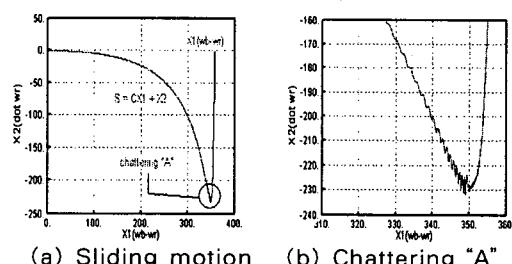


그림 10. 위상평면 상의 슬라이딩 움직임

Fig. 10. Sliding motion on phase plane

4.4 단상 유도전동기의 제어 전 기동특성

그림 11(a~d)는 단상 유도전동기의 100[%] 부하 기동시의 제어하기 전의 기동특성으로 주권선 전류와 보조권선 전류, 그리고 토크와 속도의 특성이다.

단상 유도전동기의 제어 전의 주권선 전류는 정격 전류의 552[%]인 44.22[A]이고, 이때 보조권선 전류는 34.59[A]로 나타났다. 보조권선의 개로시간은 1.10초이며, 속도의 정상상태 도달 시간은 2.07초로 그 특성이 나타났다.

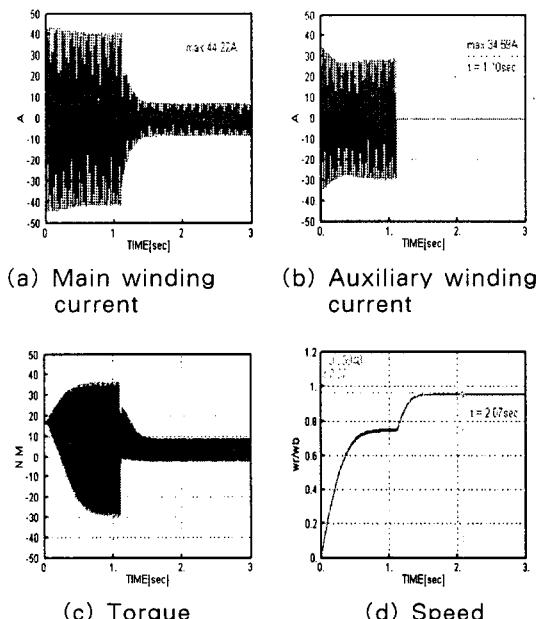


그림 11. 비 제어시의 기동 특성(100[%] 부하)
Fig. 11. Starting characteristics at non-control

4.5 Sliding Mode Control 적용시 기동특성

그림 12(a~e)는 단상 유도전동기를 슬라이딩 모드 제어하였을 때의 기동특성이다. 단상 유도전동기의 주권선 전류는 33.47[A]로 정격전류의 418[%]로 제어 되었으며, 이 때 보조권선 전류는 22.27[A]로 나타났으며 보조권선의 개로시간은 1.36초로 제어 전의 개로시간 보다 0.26초 지연되었다. 또한 정상 속도에 이르는 시간은 2.59초로 제어하기 전의 전동기 정상 속도 도달시간에 비해 0.52초 지연되었다.

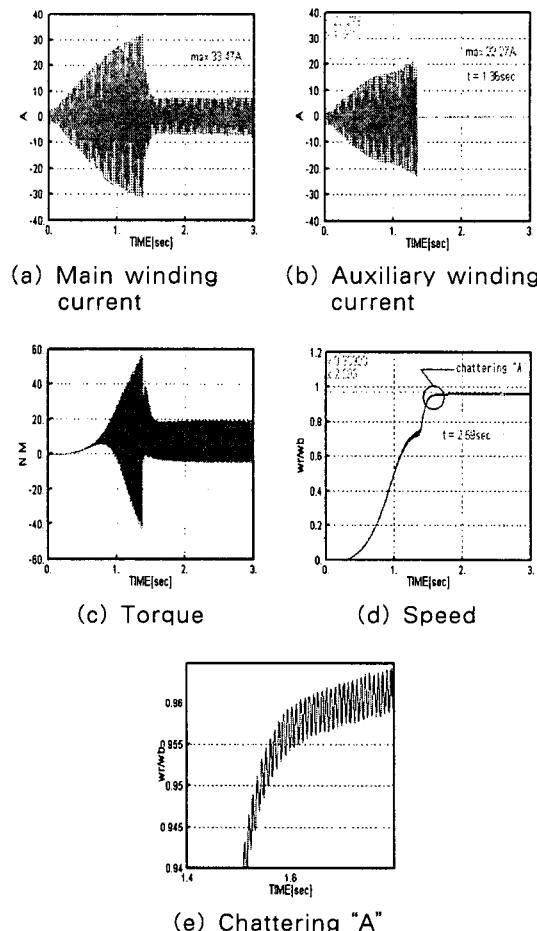
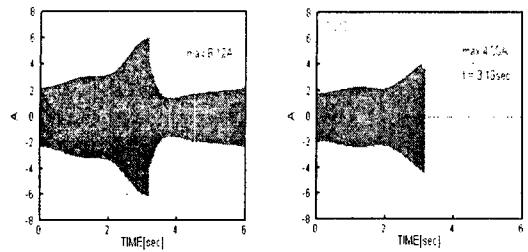


그림 12. 제어시의 기동 특성(100[%] 부하)
Fig. 12. Starting characteristics at control

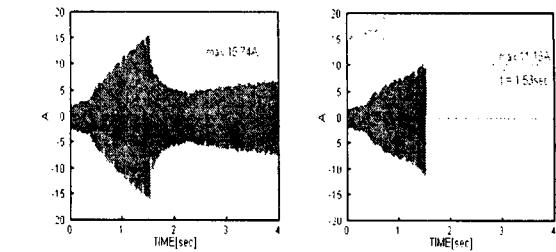
4.6 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 값 조정시 기동특성(정격전류의 100[%] 이내 제어)

그림 13(a~e)는 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 값의 0.5배로 조절하여 단상 유도전동기의 정격전류 이하로 제어하였을 때이다. 단상 유도전동기의 주권선 전류는 6.12[A]로 정격전류의 76.5[%]로 제어되었으며, 이 때 보조권선 전류는 4.30[A]로 나타났으며 보조권선의 개로시간은 3.16초로 제어 전의 개로시간 보다 2.06초 지연되었다. 또한 정상속도에 이르는 시간은 5.19초로 제어하기 전의 전동기 정상 속도 도달시간에 비해 3.12초 지연되었다.

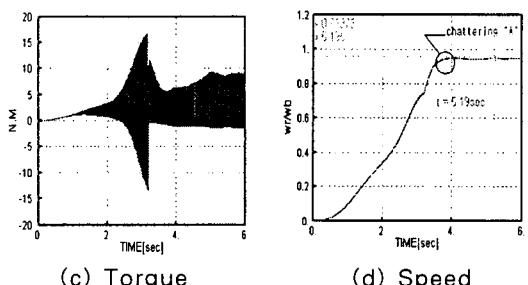
슬라이딩 모드 제어를 이용한 단상 유도전동기의 저 전류 기동 시뮬레이션



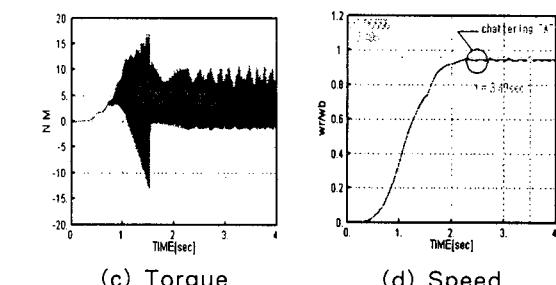
(a) Main winding current



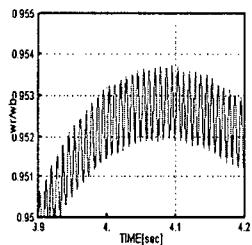
(a) Main winding current
(b) Auxiliary winding current



(c) Torque



(c) Torque

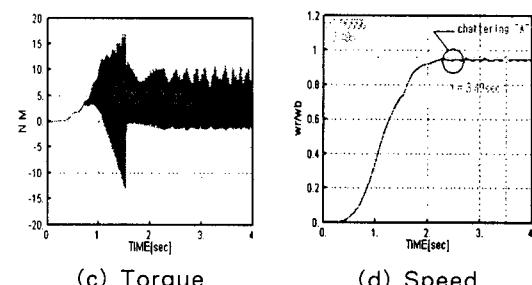


(e) Chattering "A"

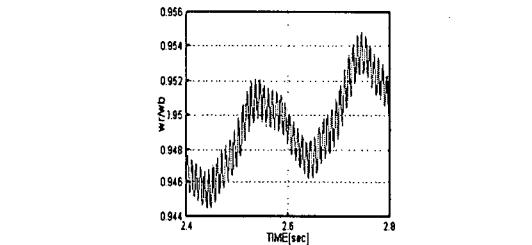
그림 13. 제어시의 기동 특성(정격전류 100[%]이내)
Fig. 13. Starting characteristics at control

4.7 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 값 조정시 기동특성(정격전류의 200[%] 이내 제어)

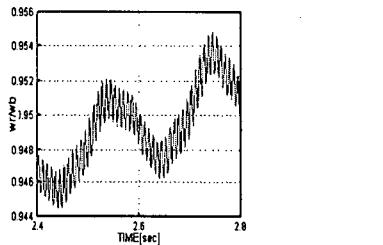
그림 14(a~e)는 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 값의 0.75배로 조절하여 단상 유도전동기의 정격전류의 2배 이하로 제어하였을 때이다. 단상 유도전동기의 주권선 전류는 15.74[A]로 정격전류의 197[%]로 제어 되었으며, 이 때 보조권선 전류는 11.15[A]로 나타났으며 보조권선의 개로시간은 1.53초로 제어 전의 개로시간 보다 0.43초 지연되었다. 또한 정상속도에 이르는 시간은 3.49초로 제어하기 전의 전동기 정상 속도 도달시간에 비해 1.42초 지연되었다.



(a) Main winding current
(b) Auxiliary winding current



(c) Main winding current



(e) Chattering "A"

그림 14. 제어시의 기동 특성(정격전류 200[%]이내)
Fig. 14. Starting characteristics at control

5. 결 론

단상 유도전동기의 기동시 기동전류를 정격전류 이내에 유지토록 하기 위하여 AC-AC컨버터를 이용하여 전압을 서서히 증가시켜주는 형태로 전압을 제어하였으며, 동시에 슬라이딩 모드 제어기를 통하여 속도-토크 제어입력신호를 구성하여 슬라이딩 평면에 강인 구속되도록 하여 기동실패가 없도록 하였다. 이 때에 슬라이딩 모드 제어기의 기울기 상수 c 값과 전압제어기의 파라미터를 조절하여 정격전류의 100[%] 이내로 주권선 전류를 제어하는 것이 가능하였다. 이 결과로 기동전류를 정격전류에 가깝게 제어할수록 기동토크 저감으로 기동실패가 발생하

는 것을 슬라이딩 모드 제어기를 이용하여 해소함과 동시에 기동시 전류를 정격전류 이하로 제어하는 것이 가능하게 되었다.

References

- [1] 강용석, 신내철, 최종운, “트라이액을 이용한 단상 유도 전동기의 Soft Starting Switch에 관한 연구”, 한국 조명 전기설비 학회 논문지, 1229-4691, Vol. 18, No4, pp. 97-103, 2004.
- [2] 임영철, 김광현, 최찬학, 나석환, 정영국, 장영학, 장학중, “위상각제어에 의한 단상유도전동기의 속도제어”, 한국 조명 전기설비 학회지, 1225-1135, Vol. 9, No5, pp. 41-50, 1995.
- [3] 이상일, 임양수, “위상각 가변에 의한 단상유도전동기의 기동특성”, 동력자원연구소지, Vol.18 No.1, pp. 93-107, 1996.
- [4] 박수강, 백형래, 이상일, “단상유도전동기의 돌입전류 저감을 위한 제어기 설계”, KIEE, Vol. 50B, No5, pp. 238-244, 2001.
- [5] Chee-Mun Ong, “Dynamic Simulation of Electric Machinery”, Purdue University, Prentice Hall, pp. 214-243, 1998.
- [6] Utkin, V. L. “Sliding Modes & Their Application in Variable Structure Systems”, Imported Publications, Incorporated, 1978.
- [7] Perruquetti, Wilfrid, “Sliding Mode Control in Engineering”, Marcel Dekker Incorporated, 2002.

◇ 저자소개 ◇

김효기 (金孝起)

1976년 5월 15일생. 1999년 공주대학교 전기공학과 졸업. 2007년 2월 인천대학교 교육대학원(전기전공) 졸업. 현재 SLSSP 주식회사 근무.

이병하 (李丙河)

1954년 7월 12일생. 1978년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1980년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 The Pennsylvania State Univ. 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1979~1994년 한전 기술연구원 선임연구원. 1994년~현재 인천대학교 전기공학과 교수.