적응제어기를 이용한 Switched Reluctance Motor의 속도제어

논 문
60P-3-8

A Speed Control of the Switched Reluctance Motor using Adaptive Controller

김 성 수* · 김 민 석* · 이 종 우†
(Sung-Soo Kim · Min-Seok Kim · Jong-Woo Lee)

Abstract - Currently, switched reluctance motors are studied to increase energy efficient. The switched reluctance motor is possible to control higher speed and torque than the induction motors and composition is simple. Current and rotor speed are considered to install the switched reluctance motor. In this paper, Simulink model of the switched reluctance motor is suggested and the adaptive controller is applied to the model for the speed control. Asymmetry converter including the IGBT is concerned with real-time control and the speed of switched reluctance motor is controlled by installing adaptive controller.

Key Words : Switched Reluctance Motor, Speed Control, Adaptive Controller

1. 서 론

선형시불변 시스템의 과도상태 개선에 대한 적응제어기법이 최근 몇 년동안 활발히 연구되어 왔다. 적응제어기법은 능동적 고장허용 제어기법의 하나로, 고장 발생 후 제어목표 달성을 위한 이득 조정이나 시스템 인식을 위해 적응식을 이용하는 방법 등으로 널리 사용되고 있다. 적응제어기법은 간접적 방법과 직접적 방법으로 분류된다. 간접적 방식은 발생한 고장을 시스템 인식기법으로 추정한 후 고장에 대처한다. 간접적 방식은 제어시스템 구조가 복잡하고 발생한 고장을 인식하는 과정이 필요하나, 고장을 정확하게 인식하여 시스템 성능을 개선시킬 수 있다.[1],[2] 반면, 직접적 방식은 발생한 고장에 직접 대처하는 방식으로 간접적 방식에 비해 제어시스템 구조가 간단하고 모드전환 시 발생할 수 있는 불연속 문제를 해결할 수 있다. 그러나 고장상황에 대한 정보가 충분하지 않기 때문에 추종오차가 남아있는 경우도 있다.[3],[4]

SRM(Switched Reluctance Motor)은 전자기적 구조가 간단하고, 기계적 구조가 견고하며, 고효율, 고토크/관성비, 넓은 범위의 가변속운전 등의 장점을 가져 견인용 및 고속 구동용에 매우 적합하다. 고속 구동용 드라이브에서는 운전영역에서의 철손이 전기적 주파수에 크게 의존적이므로 철손을 억제하고, 제어기의 응답특성을 고려하여 낮은 극수의 전동기가 적합하다.[5][6]

유도전동기를 대체할 동력원으로 직류전동기나 영구자석 교류전동기 등이 거론되고 있지만 고속 회전에서 브러쉬 사용의 어려움 또는 영구자석 내부에서의 감자 현상의 발생과 기계적 파괴 등을 초래하는 문제점이 있다.[7][8] 이러한 특성으로 최근 SRM에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 고정자 및 회전자 극수가 6/4인 SRM에 대한 모델을 제시하고, 회전자 속도에 대해 제어를 하기 위해 간접적 방식의 적응 제어기를 사용하였다. 실시간 제어를 위해 컨버터는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)를 이용하였다. 적응 제어기의 이득 값 결정에 대한 알고리즘을 제시하고, Simulink를 이용하여 SRM을 모델링하였다. 시뮬레이션 결과로부터 적응 제어기를 사용하여 회전자 속도가 제어되는 것을 입증하였다.

2. SRM 모델

SRM의 구조는 고정자와 회전자가 모두 돌극을 갖는 이중 돌극형으로서 고정자 권선은 매우 간단한 형태이다. Fig.1은 본 논문에서 시뮬레이션을 수행한 6/4P SRM구조를 나타내며, 회전자에는 권선이 없어 규소강판을 적층한 전동기중 가장 간단한 구조로 되어있으며, 기계적으로 견고하고, 생산단가가 저렴하며 높은 신뢰성을 갖는다.[9]

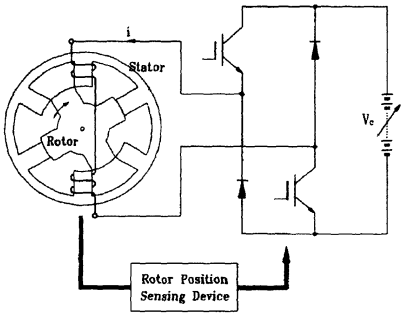

그림 1 6/4극 (고정자/회전자)구조
Fig. 1 Composition 6/4 pole SRM

* 정 회 원 : 서울과학기술대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과 박사과정
† 교신저자, 정회원 : 서울과학기술대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과 교수 · 공박
E-mail : saganlee@seoultech.ac.kr
접수일자 : 2011년 8월 5일
최종완료 : 2011년 8월 29일

SRM의 토크는 리럭턴스가 최소로 되려는 방향, 즉 여자되는 코일의 인덕턴스가 최대가 되는 방향으로 작용하는 리럭턴스 토크를 이용하고 있다. SRM은 분포권선을 갖는 다른 전동기와는 달리 에너지의 변환이 불연속적으로 일어나며 한 쌍의 고정자 자극과 회전자 자극의 상호작용에 의해 일어난다. 운전특성은 직류직권 전동기의 토크-속도 특성과 유사한 특성을 가지며, 토크의 발생구간에서는 전동기의 작용 인덕턴스 $L(\theta,i)$가 증가하므로 기자력 전류 $i(\theta)$가 완만해지면서 토크가 발생된다.[9]

SRM의 한 상의 단자에 걸리는 순시전압은 패러데이의 법칙에 의해 권선에 쇄교하는 자속과 관련이 있고 식(1)과 같이 표현된다.

$$V = Ri + \frac{d\lambda(\theta,i)}{dt} \tag{1}$$

여기서, λ는 쇄교 자속, R은 상저항, i는 상전류, θ는 회전자의 위치를 나타낸다.

SRM은 이중 돌극 구조이고, 쇄교 자속은 회전자 위치와 전류의 함수이므로 식(2)로 표현된다.

$$\begin{aligned} V &= Ri + \frac{\partial\lambda}{\partial i}\frac{di}{dt} + \frac{\partial\lambda}{\partial\theta}\frac{d\theta}{dt} \\ &= Ri + L(\theta,i)\frac{di}{dt} + i\omega\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \end{aligned} \tag{2}$$

전기적인 순시입력을 에너지 흐름으로 나타내면 식(3)으로 표현할 수 있다.

$$Vi = Ri^2 + \left(\frac{d}{dt}\frac{1}{2}Li^2\right) + \frac{i^2}{2}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}\omega \tag{3}$$

일반적으로 자기 포화를 무시하면 co-energy와 발생 토크는 식(4)와 식(5)로 표현된다.

$$W_c = \int \lambda(\theta,i)\,di = \int L(\theta)i\,dt \tag{4}$$

$$T = \frac{1}{2}i^2\frac{dL(\theta)}{d\theta} \tag{5}$$

또한, 속도는 식(6)으로 표현할 수 있다.

$$\omega = \int \frac{T_{th} - T_L}{J}dt \tag{6}$$

여기서, T_{th}는 한 상의 토크, T_L은 부하토크, J는 관성이다.[8]

3. 속도제어를 위한 적응 제어기

모델적응제어는 모델추적문제 혹은 모델참조제어 문제로부터 유도된다. MRC(Model Reference Control)에 있어서, 만족해야하는 시스템과 시스템 성능의 바른 이해는 폐회로의 원하는 I/O특성을 나타내는 참조모델로서 하나의 모델을 고려해야 한다.[9]

MRC의 목표는 모델참조와 같은 I/O 특성이 정확히 같은 시스템의 동적특성과 구조가 변하는 피드백 제어 법칙을 찾아내는 것이다. LTI와 SISO에 대한 MRC의 구조는 Fig.2에 나타나 있다.[9]

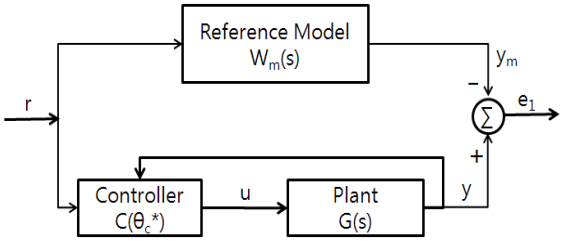

그림 2 모델 참조 제어
Fig. 2 Model reference control

참조모델의 전달함수 $W_m(s)$는 주어진 참조 입력 신호 $r(t)$와 참조모델의 출력 $y_m(t)$에 대하여 시스템 출력 $y(t)$가 추종해야하는 원하는 출력을 나타내야 한다. $C(\theta_C{}^*)$으로 표시된 피드백 제어기는 모든 신호가 포함되고, r에서 y까지 폐회로 전달함수는 $W_m(s)$과 같도록 설계된다. 이와 같은 전달함수 일치는 모든 주어진 입력$r(t)$에 대해서 원하는 궤적y_m으로부터 시스템 출력의 편차를 나타내는 추적오차 $e_1 \cong y - y_m$이 시간이 진행됨에 따라 "0"이 된다. 전달함수 $G(s)$의 제로와 피드백 제어기 $C(\theta_C{}^*)$를 이용하여 $W_m(s)$의 제로와 대체하는 것으로 전달함수의 일치가 된다. 시스템의 제로 취소는 최소 위상이 되는 것을 제한하며, 즉 안전한 상태가 된다. 어떤 시스템 제로가 불안정하다면, 제로의 취소는 쉽사리 비제약 신호가 된다. $C(\theta_C{}^*)$의 설계는 시스템 전달함수 $G(s)$ 계수에 대한 정보가 필요하다. θ^*가 $G(s) = G(s,\theta^*)$의 모든 계수를 포함하는 벡터라면, 변수 벡터 $\theta_c{}^*$는 식(7)과 형태의 대수식을 계산하여 얻는다.

$$\theta_c{}^* = F(\theta^*) \tag{7}$$

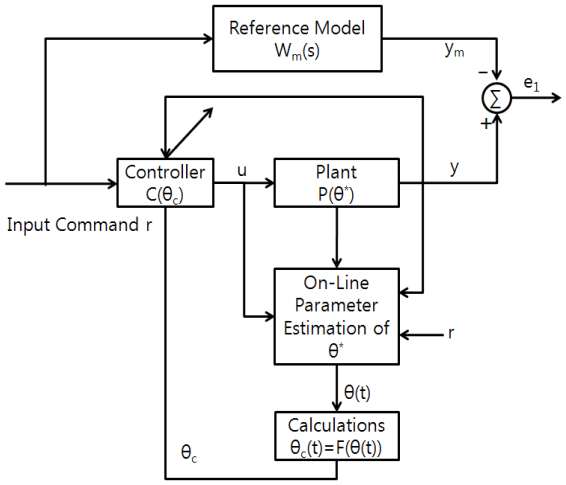

그림 3 간접 MRAC
Fig. 3 Indirect MRAC

시스템 모델이 되는 MRC의 목표는 최소 위상이 되어야 하며, 시스템 벡터θ^*를 정확히 알아야 한다.

적응제어는 목표값이나 외란의 성질이 변하거나, 또는 환경변화에 의해 제어대상의 성질이 변화해도 제어계가 항상 최적의 상태로 되도록 적극적으로 제어계가 자기 조정할 능력을 가지고 있는 시스템을 말한다. 적응제어를 위해 모델참조 적응제어를 시도하였으며, 식(8)에 대하여 적응제어를 하였다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad x \in R^2 \tag{8}$$

여기서, $A \in R^{2\times 2}$ 및 $B \in R^{2\times 1}$는 미지의 상수 행렬이며, (A, B)는 가제어성을 갖는다. 제어의 목적은 폐루프 시스템의 모든 신호가 영역 내에 있고, 시스템 상태 x는 LTI 시스템 식(8)에서 명시된 참조 모델의 상태 $x \in R^2$를 추적한다.

$$\dot{x_m} = A_m x_m + B_m r \quad x \in R^2 \tag{9}$$

여기서, $A_m \in R^{2\times 2}$는 안정된 행렬이고, $B_m \in R^{2\times 1}$ 및 $r_m \in R^1$는 영역 내에 있는 참조 입력 벡터이다. x_m은 x가 추적해야 되는 궤적을 나타나도록 추종하도록 참조모델과 입력 r이 선정되었다.

행렬 A, B 가 알려졌다면, 식(10)과 같은 제어법칙을 적용할 수 있다.

$$u = -K^* x + L^* r \tag{10}$$

그리고 폐루프 시스템 식(11)을 얻는다.

$$\dot{x} = (A - BK^*)x + BL^* r \tag{11}$$

따라서, 식(11)을 만족시키는 $K^* \in R^{1\times 2}$ 및 $L^* \in R^{1\times 1}$이 되도록 선정한다면, 폐루프 시스템의 전달함수 행렬은 임의의 영역 내의 참조입력 신호$r(t)$에 대해서 참조모델의 전달함수와 지수적으로 접근하는 $x(t) \to x_m(t)$와 같다.

$$A - BK^* = A_m,\ BL^* = B_m \tag{12}$$

식(12)는 제어 목표에 만족하도록 하는 제어조건 식(10)이 충분한 구조적 유연성을 갖지 못할 수도 있는 것을 나타내는 일치조건이고, 그 조건 즉 식(12)를 만족하는 주어진 행렬 A, B, A_m, B_m이 존재할 수 있으며, 주어진 행렬 K^*, L^*는 제외된다. 어떤 경우에서는 행렬 A, B 가 알려졌다면, 식(12)는 K^*, L^*에 대한 답을 갖도록 A_m, B_m를 설계할 수 있다.

식(12)에서 K^*, L^*가 존재한다고 하면, 즉 "제어목표를 만족하도록 충분한 구조적 유연성이 있다", 제어법칙 식(13)을 제안할 수 있다.

$$u = -K(t)x + L(t)r \tag{13}$$

단 $K(t), L(t)$는 K^*, L^*는 예측 값이며, 적정한 적응법칙에 의해서 생성된다.

식(12)를 사용하고, 원하는 입력 즉 시스템 식에서 $-B(K^*x - L^*r)$의 가감에 의하여, 식(14)를 얻을 수 있다.

$$\dot{x} = A_m x + B_m r + B(K^* x - L^* r + u) \tag{14}$$

추적오차 $e = x - x_m$ 및 변수오차 $\tilde{K} \doteq K - K^*$와 $\tilde{L} = L - L^*$는 식(15)을 만족한다.

$$\dot{e} = A_m e + B(-\tilde{K}x + \tilde{L}r) \tag{15}$$

식(15)은 미지의 행렬 B에 의존된다.

스칼라의 경우에는 B의 부호를 안다고 가정하여 미지의 B를 처리한다. 스칼라의 경우를 벡터에 적용을 할 수 있다. L^*을 양의 정부호(Positive definite) 혹은 음의 정부호(Negative definite) 및 $\Gamma^{-1} = L^* sgn(l)$라 가정할 수 있다. 단 L^*이 양의 정부호면 $l = 1$이고, 음의 정부호이면 $l = -1$이다. 그 때에 $B = B_m L^{*-1}$과 식(15)은 식(16)이 된다.

$$\dot{e} = A_m e + B_m L^{*-1}(-\tilde{K}x + \tilde{L}r) \tag{16}$$

Lyapunov 함수의 후보함수를 식(17)과 나타낼 수 있다.

$$V(e, \tilde{K}, \tilde{L}) = e^T P e + tr\left[\tilde{K}^T \Gamma \tilde{K} + \tilde{L}^T \Gamma \tilde{L}\right] \tag{17}$$

단 $Q = Q^T > 0$에 대해서 $P = P^T > 0$일 때, Lyapunov 식(18)을 만족한다.

$$PA_m + A_m^T = -Q \tag{18}$$

결과적으로 식(19), 식(20) 및 식(21)을 얻는다.

$$\begin{aligned}\dot{V} = &-e^T Q e + 2e^T P B_m L^{*-1}(-\tilde{K}x + \tilde{L}r) \\ &+ 2tr\left[\tilde{K}^T \Gamma \dot{\tilde{K}} + \tilde{L}^T \Gamma \dot{\tilde{L}}\right]\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}e^T P B_m L^{*-1} \tilde{K} x &= tr\left[x^T \tilde{K}^T \Gamma B_m^T P e\right] sgn(l) \\ &= tr\left[\tilde{K}^T \Gamma B_m^T P e x^T\right] sgn(l)\end{aligned} \tag{20}$$

$$e^T P B_m L^{*-1} \tilde{L} r = tr\left[\tilde{L}^T \Gamma B_m^T P e r^T\right] sgn(l) \tag{21}$$

따라서 식(22)으로 표현할 수 있으면 식(23)을 얻는다.

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{K}} &= \dot{K} = B_m^T P e x^T sgn(l), \dot{\tilde{L}} \\ &= \dot{L} = B_m^T P e r^T sgn(l)\end{aligned} \tag{22}$$

$$\dot{V} = -e^T Q e \tag{23}$$

$V, \dot{V}$특성으로부터, $K(t), L(T), e(t)$는 영역 내에 있고, $t \to \infty$됨으로써, $e(t) \to \infty$이 된다.

이제까지 언급한 적응제어는 식(14) 및 식(13)이다. 행렬 $B_m P$는 적응제어 이득으로 작용한다. P는 $Q = Q^T > 0$에 대해서 Lyapunov식 $PA_m + A_m^T = -Q$를 풀어 얻는다. 각기 다른 Q는 영역 및 적응제어 계획에 영향을 미치지 않으며, 단지 과도응답에 영향을 미친다. 일치시키는 식 $BL^* = B_m$에

서 미지변수 L^*가 양의 정부호 혹은 음의 정부호인가의 가정은 B, B_m의 요소 및 구조에 부가적인 제약을 부가한다.

4. 시뮬레이션

3장에서의 적응 제어기와 실시간 제어를 위해 IGBT를 이용한 컨버터를 사용하여 SRM의 회전자 속도를 제어한다. 각 상의 IGBT를 포함한 컨버터의 모델은 Fig.4로 모델링 하였다.

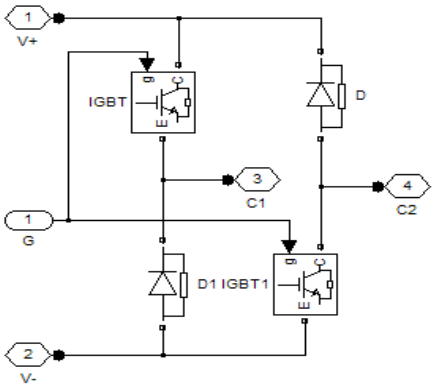

그림 4 컨버터 모델
Fig. 4 Converter model

Fig.5는 SRM 및 컨버터를 포함한 시뮬레이션 모델을 나타내고, Table 1은 시뮬레이션 조건이다.[10]

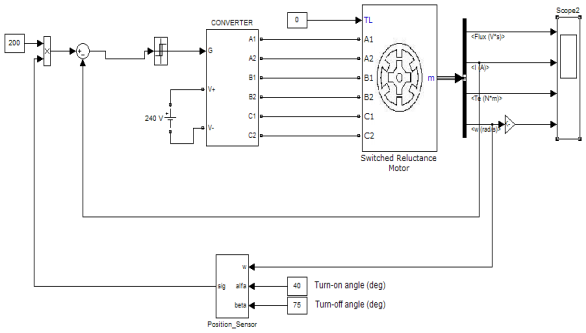

그림 5 시뮬레이션 모델
Fig. 5 Simulation model

표 1 시뮬레이션 조건
Table 1 Simulation conditions

파라미터	값
고정자 저항	0.01[Ω]
고정자 극수	6
회전자 극수	4
관성계수	0.0082[k·m·m]
마찰계수	0.01[N·m·s]
Unaligned 인덕턴스	0.67[mH]
Aligned 인덕턴스	23.6[mH]
포화된 aligned 인덕턴스	0.15[mH]
최대 전류	450[A]
최대 자속 결합	0.486[V·s]

Fig.5의 모델로부터 자속, 전류, 토크, 회전자 속도의 결과를 나타내면 Fig.6~Fig.9와 같다.

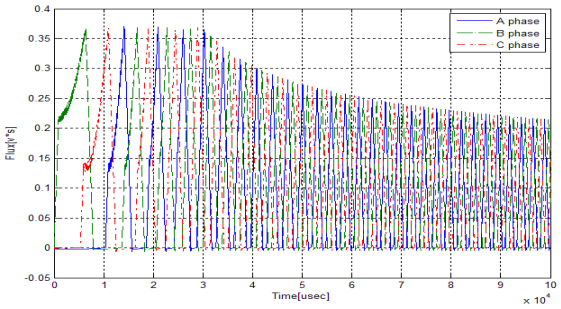

그림 6 SRM의 자속
Fig. 6 Flux of SRM

Fig.6의 자속결과를 해석하면 3상이 60[Hz] 간격으로 일정하게 발생된다. 과도응답 시간은 약 0.03초이며, 크기는 약 0.35[V·s]이다. 0.03초 이후에는 점차 조금씩 감소하며, 약 0.08초 이후에 각 상의 자속은 0.23[V·s]의 크기로 일정하게 유지된다.

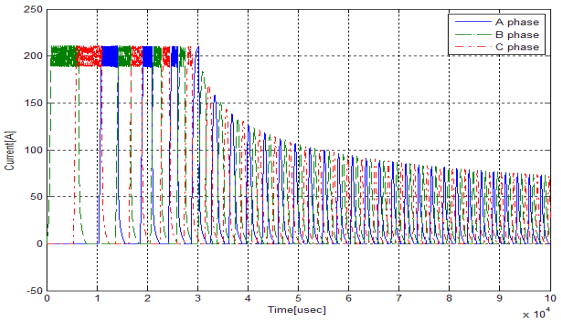

그림 7 SRM의 전류
Fig. 7 Current of SRM

Fig.7의 전류결과를 해석하면 자속과 마찬가지로 3상이 60[Hz] 간격으로 일정하게 발생된다. 과도응답 시간은 약 0.03초이며, 크기는 약 200[A]이다. 0.03초 이후에는 점차 조금씩 감소하며, 약 0.08초 이후에 각 상의 전류는 80[A]의 크기로 일정하게 유지된다.

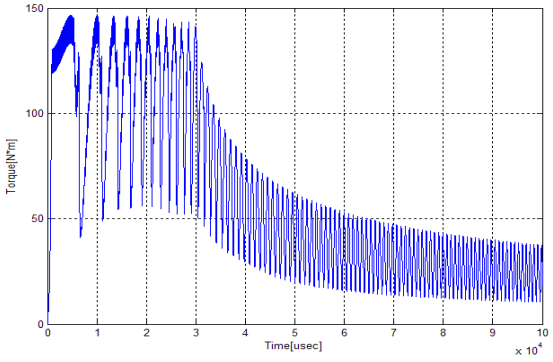

그림 8 SRM의 토크
Fig. 8 Torque of SRM

Fig.8의 토크결과를 해석하면 전류와 유사하다. 전류가 감소함에 따라 토크도 감소한다. 과도응답 시간은 약 0.03초이며, 크기는 약 150[N·m]이다. 0.03초 이후에는 점차 조금씩 감소하며, 약 0.08초 이후에 토크는 40[N·m]의 크기로 일정하게 유지된다.

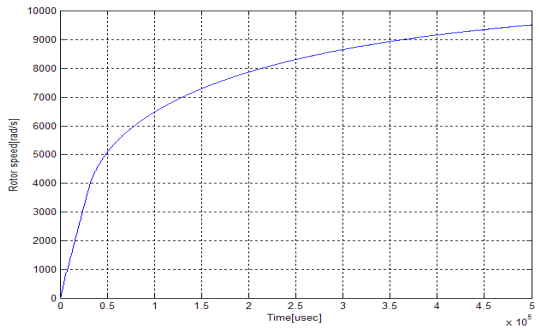

그림 9 SRM의 회전자 속도
Fig. 9 Rotor speed of SRM

Fig.9의 회전자 속도 결과를 해석하면 시간에 따라 발산하는 형태를 가진다. 전류는 감소하는데 있어서 회전자 속도는 발산한다. 0.5초 이후에는 기준 회전자 속도 9500[rad/s]를 넘는 것으로 해석되었다.

시뮬레이션 결과를 정리하면 SRM의 자속, 전류 및 토크는 열차가 기동 시에 높은 전류로 인해 증가하였다가 정상상태로 유지되는 것으로 해석되었다. 하지만 SRM의 회전자 속도는 발산하는 형태를 가지고 있어서 제어기가 필요한 것으로 해석되었다. Fig.5에서 적응 제어기까지 포함한 SRM 시뮬레이션 모델을 나타내면 Fig.10과 같다.

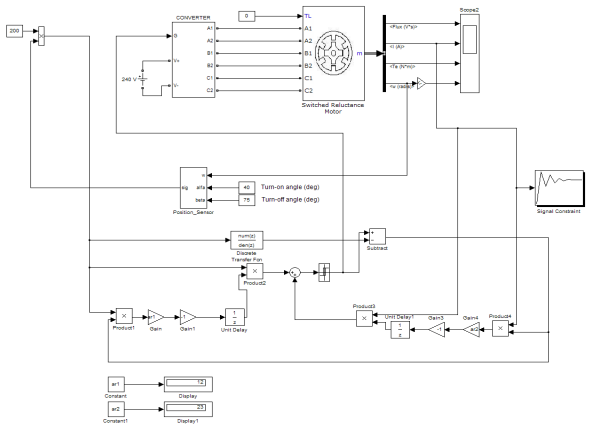

그림 10 적응 제어기가 포함된 시뮬레이션 모델
Fig. 10 Simulation model including adaptive controller

Fig.10에서 적응 제어기의 이득 값의 결과는 Table 2와 같다.

표 2 적응 제어기의 이득 값
Table 2 Gain in adaptive controller

ar_1	ar_2
12	23

Fig.11은 회전자의 속도를 나타낸다.

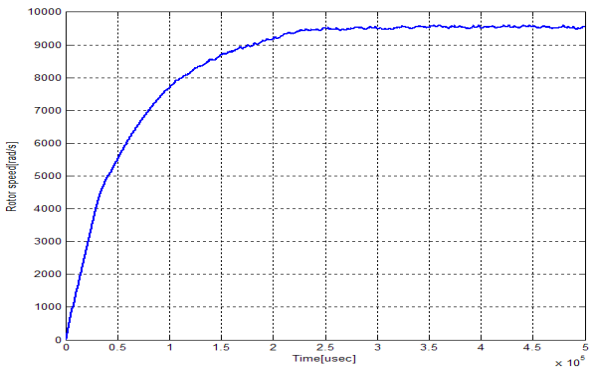

그림 11 적응 제어기가 포함된 회전자 속도
Fig. 11 Rotor speed including adaptive controller

Fig.11의 결과를 해석하면 적응 제어기를 통해 0.25초인 경우에 기준 회전자 속도를 만족하면서 일정한 값을 유지한다. 적응 제어기의 참조 모델을 통해 기준 값을 추적해나가므로 소폭의 진동이 발생하였다. 진동의 폭은 약 10[rad/s]로 해석되었고, 이는 허용범위 오차인 50[rad/s] 이내에 포함된다.

5. 결 론

본 논문에서는 SRM의 회전자 속도 제어를 위해 적응 제어기의 이득 값을 결정하는 알고리즘을 제시하였다. 시뮬레이션을 통해 SRM의 특성을 해석한 결과, 제어기를 설치하지 않았을 경우에 회전자 속도가 발산하는 형태의 문제를 가지고 있었다. 본 연구에서 제안한 알고리즘을 사용하여 적응제어기의 이득 값을 조정한 결과 응답속도 0.25초에 기준 회전자 속도 9500[rad/s]를 추종하는 것을 확인하였다.

본 연구는 적응제어기법을 SRM에 적용하기 위한 기초연구이며, 향후 부하 특성과 다양한 속도 변화에 대한 해석이 필요하다. 또한 실제 적용하기 위해서는 정확한 시뮬레이션 조건이 필요하며, 여러 개의 SRM의 병렬운전제어가 필요하다. 그리고 실제 철도환경에 적합하도록 하는 시험이 필요하며, SRM의 회전자 속도와 자속, 전류 및 토크 제어를 위한 최적 제어기의 사용에 대해서도 해석할 필요가 있다.

참 고 문 헌

[1] Ioannou P.A and Sun J., "Robust Adaptive Control", Prentice Hall Inc, New Jersey, 1996.
[2] Isermann R., Lahmann K.H., and Matko D., "Adaptive Control System", Prentice Hall Inc., New York, 1992.
[3] C. Huang, and R. Stengel, "Restructurable Control Using Proportional-Integral Implicit Model Following", Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 13, No. 2, pp.303-309, 1990.
[4] J. Chen, and R. J. Patton, "Optimal Filtering and Robust Fault Diagnosis of Stochastic Systems with Unknown Disturbance", IEEE Transactions on Control Theory and Applications, Vol. 143, No. 1, pp. 31-36, 1996.

[5] Soyeon Ahn, "Torque Control of High Speed SRM", in proceedings of the Korean Institute of Electrical Engineers, pp.389-391, 2010.
[6] Joonseon Ahn, Ju Lee, "The High-speed Operation of Single Phase Switched Reluctance Motor", Journal of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol.54 No.10, pp.470-476, 2005.
[7] Donghee Lee, Juhyun Lee, Jinwoo Ahn, "A Design of High Speed SRM Drive System", Journal of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol.55 No.7, pp.337-345, 2006.
[8] Hyungjin Hwang, "SRM Drive System for LSEV", in proceedings of the Power Electronics Annual Conference, pp.651-654, 2004.
[9] T. Nakagawa, H. Adachi, "Adaptive Tracking Control of a Nonholonomic mobile Robot", Journal of IEEE Transaction, Vol.16, No.5, pp.609-615, 2000.
[10] Deohyun Kang, "A Study on Electromotive Force Device for Improving Efficient", Korea Electrotechnology Research Institute, pp.40-48, 1998.

저 자 소 개

김 성 수 (金 成 洙)
1964년 1월 26일생. 1986년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1994년 고려대학교 산업대학원 전기공학과 졸업. 2009년~현재 철도전문대학원 철도전기신호공학과 박사과정. 2006년~현재 경기기계공업고등학교 교사
Tel : 02-970-8919
Fax : 02-978-4327
E-mail : kss2572@hanmail.net

김 민 석 (金 旼 奭)
1983년 4월 3일생. 2006년 서울기술대학교 전자정보공학과 졸업. 2008년 서울과학기술대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과 졸업. 2008년~현재 철도전문대학원 철도전기신호공학과 박사과정
Tel : 02-970-6874
Fax : 02-978-6874
E-mail : kms0403@seoultech.ac.kr

이 종 우 (李 鍾 宇)
1959년 3월 20일생. 1983년 한양대학교 기계설계과 졸업. 1986년 Ecole Centrale de Nantes 졸업, 1993년 Paris Ⅵ 졸업(공박). 2005년~현재 서울과학기술대학교 철도전기신호공학과 교수
Tel : 02-970-6874
Fax : 02-978-6874
E-mail : saganlee@seoultech.ac.kr