

Switched Reluctance Motor의 견실한 전류추적 제어기 설계

Robust Current Tracking Control of Switched Reluctance Motors

김 창 환
(Chang Hwan Kim)

Abstract : The switched reluctance motor(SRM) has been increasingly used in high-performance servo applications such as electric vehicles, aircraft, and direct-drive robots. The dynamic equations of SRMs are, however, highly nonlinear and this makes it difficult to control SRMs with high performance. In this paper, we propose a new robust current tracking controller for SRMs which can control stator currents directly. In case of no model uncertainties, our current controller can compensate the nonlinear characteristics of SRM(i.e., back-emf and inductance) completely and hence shows perfect tracking performance even with an arbitrary small current control loop gain. Furthermore, even in case that there exist some model uncertainties, our current controller guarantees that the stator currents can track the reference current commands with sufficiently small tracking errors. In order to justify our work, we present the tracking performance analysis and some simulation results.

Keywords : SRM, nonlinear, back-emf, inductance, model uncertainties, robust current tracking controller

I. 서론

Switched Reluctance Motor(SRM)은 구조적인 단순함, 낮은 제조단가, 높은 신뢰성, 유도전동기를 능가하는 효율 등으로 인해 여러 응용 분야에서 그 적용 범위가 급속히 확대되고 있는 차세대 모터 중의 하나이다. 특히, 항공기, 전기자동차 등과 같이 고속, 고 신뢰성, 고효율을 요하는 분야로부터 냉장고, 세탁기, 등과 같은 가전 제품에 이르기까지 그 적용범위는 매우 다양하다.

현재 SRM 제어에 있어 주된 이슈 중의 하나는 SRM의 맥동토크(torque ripple) 저감 문제이다. SRM은 그 구조적인 단순함에 비해 동역학적 특성은 상당히 비선형적이다. 특히 맥동토크는 기존의 다른 AC 모터들에 비해 상당히 큰 편이다. 이러한 맥동토크는 SRM과 연결된 기구부에 상당히 큰 진동 소음을 유발하고 이것이 SRM의 상용화에 큰 걸림돌로 작용되어 왔다. 맥동토크를 저감하기 위해서는 두 가지 문제가 해결되어야 한다. 첫째는 비선형적인 발생토크 모델로부터 맥동토크를 최소화하는 각 상의 기준 전류명령을 구하는 문제이고 둘째는 실제로 모터의 각 상에 흐르는 전류가 기준 전류명령들을 정확히 추적(tracking) 하도록 고성능 전류제어기(current controller)를 설계하는 문제이다.

SRM의 맥동토크를 최소화하는 각 상의 기준 전류명령을 결정하는 기법에 대해서는 최근까지 널리 연구되어 이미 만족할 만한 많은 연구결과들이 발표되었다. 특히 피드백 선형화기법, 단순화된 선형화기법 등과 같은

최신 비선형 제어기법들을 적용한 연구 결과들[1][2]과 최근에는 뉴럴, 퍼지제어, 반복학습제어 등과 같은 지능

제어 기법들을 적용한 연구 결과들[3][4]도 발표되고 있다.

한편 SRM의 전류제어기로는 오래 전부터 뱅뱅(bang-bang) 제어기 또는 고이득(high gain) PI 제어기가 널리 사용되어 왔는데 이러한 기존의 전류제어 방식들은 구현이 용이하다는 장점이 있지만 SRM의 비선형성을 충분히 보상하지 못하여 정밀 제어에는 그 한계가 있다. 한편 SRM의 전류 제어성능을 높이기 위해 비선형 제어기법을 이용한 고성능 전류제어기들이 제안되었다[5][7]. Taylor는 슬로우 매니폴드(slow manifold) 이론[8]을 이용하여 비선형적인 역기전력(back-emf)과 인덕턴스(inductance) 성분을 보상하여 전류 추적성능을 높이는 비선형 전류제어기를 제안하였다[5]. 이와 비슷하게 참고 문헌 [6][7]에서도 AC 동기전동기에 대해 역기전력 성분을 보상하여 전류 제어성능을 높이는 예측 전류제어기(predictive current controller)를 제안하였다. 그러나 이러한 제어방식들은 역기전력과 인덕턴스의 모델오차에 대한 고려를 하고 있지 않기 때문에 실적용 시 모델오차에 의한 전류 추적오차가 크게 발생할 수 있다는 단점이 있다.

본 논문에서는 기존의 SRM 전류 제어기들이 갖는 단점들을 보완하는 새로운 견실한 전류추적제어기(robust current tracking controller)를 제안한다. 본 논문에서 제안하는 전류 추적제어기는 [9]에서 제안한 비선형 시스템의 견실 추적제어방법에 기초하고 있다. 제안된 전류제어기는 피드백선형화 제어기와 견실 제어가 결합된 형태를 갖는데 모델오차가 없는 이상적인 경우에는 임의의 유한한 전류제어루프 이득으로도 기준 전류명령들을 오차 없이 완벽하게 추적할 수 있으며 뿐만 아니라 모델오차가 존재하는 경우에도 견실 제어가 동작되어 기준 전류명령들을 충분히 작은 오차범위 이내로 추적할

수 있게 해준다. 본 논문에서는 이러한 전류 추적제어 성능에 대해 이론적으로 엄밀하게 분석하고 기존의 전류 제어방식들과의 성능 비교분석을 위한 시뮬레이션결과들을 제시하여 제안된 제어기의 우수한 추적성과 모델오차에 대한 견실성을 입증한다.

II. SRM의 동역학 방정식과 구동원리

SRM은 고정자와 회전자가 모두 돌극(salient pole) 형태의 철심으로 구성되어 있으며 고정자에 권선이 감겨져 있는 AC 모터의 한 종류이다. SRM은 영구자석을 전혀 사용하지 않으며 구조가 매우 단순한 모터이다. 그림 1은 3상 SRM의 단면 구조를 나타내는 그림이다. 이제 SRM을 지배하는 동역학 방정식(dynamic equations)과 구동원리에 대해 살펴본다.

모터 철심의 자기포화(magnetic saturation)를 고려한 일반적인 경우에 대해 3상 SRM의 동역학 방정식은 다음 식으로 주어진다[10].

$$\begin{aligned}
 L(i_1, \theta) \frac{di_1}{dt} + E(i_1, \theta)\omega + R_s i_1 &= v_1 \\
 L\left(i_2, \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{di_2}{dt} + E\left(i_2, \theta + \frac{2\pi}{3}\right)\omega + R_s i_2 &= v_2 \quad (1a) \\
 L\left(i_3, \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \frac{di_3}{dt} + E\left(i_3, \theta + \frac{4\pi}{3}\right)\omega + R_s i_3 &= v_3 \\
 \frac{J}{N_r} \frac{d\omega}{dt} + \frac{B}{N_r} \omega + T_L &= T_e(i_1, i_2, i_3, \theta) \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega
 \end{aligned} \quad (1b)$$

여기서 v_1, v_2, v_3 는 각 상의 고정자 권선에 인가되는 상전압으로 제어입력에 해당되고 i_1, i_2, i_3 는 각 상의 고정자 권선에 흐르는 상전류, R_s 는 고정자 권선 저항, θ 는 회전자 위치(전기각), ω 는 회전자 각속도(전기 각속도), J 는 회전자와 부하의 총 관성모멘트, B 는 점성 마찰계수, T_L 은 외부 부하토크, N_r 은 회전자 극 수(또는 돌극의 개수)를 나타낸다. 그리고 고정자 권선의 인덕턴스를 나타내는 $L(i, \theta)$ 와 역기전력(back-emf) 성분의 형

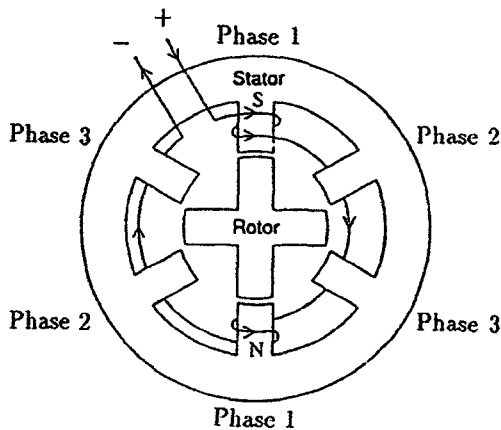


그림 1. 3상 switched reluctance motor의 단면구조.
Fig. 1. Cross section of a typical 3-phase switched reluctance motor.

태를 결정하는 역기전력 함수 $E(i, \theta)$ 는 쇄교자속(flux linkage) $\lambda(i, \theta)$ 의 함수로 표시되며 다음 식으로 정의된다.

$$L(i, \theta) = D_1 \lambda(i, \theta) > 0, \quad E(i, \theta) = D_2 \lambda(i, \theta) \quad (2a)$$

여기서 기호 $D_k f$ 는 함수 f 의 k 번째 성분에 대한 편미분을 나타낸다. (1a)는 SRM의 전기적인 동역학적 특성을 나타내고 (1b)는 기계적인 동역학적 특성을 나타낸다. 그리고 인덕턴스 $L(i, \theta)$ 는 항상 0 보다 큰 값을 갖고 (1a)로부터 알 수 있듯이 역기전력은 회전속도 ω 에 비례한다. 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$ 는 각 상에서 발생하는 토크들의 합이며 다음 식으로 표시된다[10].

$$\begin{aligned}
 T_e(i_1, i_2, i_3, \theta) &= T(i_1, \theta) + T\left(i_2, \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + T\left(i_3, \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2b)
 \end{aligned}$$

$$T(i, \theta) = N_r \int_0^i D_2 \lambda(I, \theta) dI$$

여기서 함수 $T(i, \theta)$ 는 1 상에서 발생하는 토크를 나타내는 상 토크 함수이다. (1a)의 동역학 방정식으로부터 알 수 있듯이 각 상의 동역학적인 특성은 회전자 위치에 대해 $2\pi/3$ 만큼 위상 차를 갖는 점을 제외하고는 동일하다. 따라서 1상에 대한 동역학 방정식만을 고려하여도 다른 상들의 동특성은 쉽게 파악할 수 있다.

일반적으로 SRM의 경우 효율을 극대화하기 위해 쇄교자속의 포화 영역에서도 동작되므로 쇄교자속 $\lambda(i, \theta)$ 는 상 전류 i 와 회전자 위치 θ 의 비선형 함수로 나타나게 된다. 따라서, 인덕턴스 $L(i, \theta)$, 역기전력 함수 $E(i, \theta)$, 그리고 발생토크 함수 $T(i, \theta)$ 는 일반적으로 상 전류 i 와 회전자 위치 θ 의 비선형 함수로 표시되는 것이 일반적이다. 따라서 SRM의 동역학 방정식은 비선형적인 특성이 상당히 강한 비선형 시스템이 됨을 알 수 있다.

그러나 (2)의 비선형 모델은 SRM의 비선형적인 특성을 엄밀하게 표현하지만 이로부터 물리적인 직관을 얻기는 힘들다. 따라서 초기에는 쇄교자속의 포화가 일어나지 않는다는 가정 하에서 보다 단순화된 모델을 사용하여 제어기를 설계하였다. 상 전류가 크지 않을 때는 모터의 철심은 자기선형영역(magnetic linear region)에서 동작된다고 볼 수 있으므로 쇄교자속 $\lambda(i, \theta)$ 는 다음 식과 같이 상 전류 i 에 대해 선형으로 모델링 될 수 있다.

$$\lambda(i, \theta) = \tilde{L}(\theta) i \quad (3)$$

이 경우 (2)로부터 $L(i, \theta), E(i, \theta), T(i, \theta)$ 는 다음 식과 같이 보다 구체적인 형태로 결정된다.

$$L(i, \theta) = \tilde{L}(\theta), \quad E(i, \theta) = \frac{d\tilde{L}(\theta)}{d\theta} i, \quad (4)$$

$$T(i, \theta) = \frac{1}{2} N_r \frac{d\tilde{L}(\theta)}{d\theta} i^2$$

(4)로부터 알 수 있듯이 쇄교자속의 포화가 일어나지 않는 영역에서는 인덕턴스가 상 전류 i 에는 무관한 회전자 위치 θ 만의 함수 $\tilde{L}(\theta)$ 가 되며 $\tilde{L}(\theta)$ 는 항상 0 보다 큰 값을 갖는다. 그리고 인덕턴스는 고정자 돌극과 회전자

돌극이 정확히 일치했을 때 최대값을 갖고 완전히 어긋났을 때 최소값을 갖는다. 또한 상 토크함수는 상 전류 i 의 제곱에 비례하므로 발생토크의 방향(부호)은 상 전류의 방향(부호)과는 무관함을 알 수 있다. 따라서 SRM의 경우 단 방향 전류로 구동하는 것이 보통이다. 그리고 상 전류 i 가 일정한 경우, 역기전력 함수와 상 토크 함수의 형상은 서로 같으며 그 형상은 인덕턴스 $\tilde{L}(\theta)$ 를 회전자 위치 θ 에 대해 미분한 $d\tilde{L}(\theta)/d\theta$ 의 형상과 동일하며 따라서 $d\tilde{L}(\theta)/d\theta$ 의 값이 커질수록 역기전력과 발생토크가 커짐을 알 수 있다. 따라서 SRM의 경우 모터 설계 시 큰 토크를 얻기 위해 인덕턴스의 최대 값과 최소 값의 차이가 크도록 설계(주로 고정자 돌극과 회전자 돌극 사이의 공극(air gap)을 줄이는 방법을 사용함.)하는 것이 보통이고 물론 응용분야에 따라 다소 간의 차이는 있지만 인덕턴스의 최대값도 같은 용량의 다른 AC 모터들에 비해 보통 10배 이상 크게 설계한다. 또한 정 방향의 토크를 발생하기 위해서는 $d\tilde{L}(\theta)/d\theta > 0$ 인 회전자 위치에서만 상 전류를 흘려주고 역 방향의 토크를 발생하기 위해서는 $d\tilde{L}(\theta)/d\theta < 0$ 인 회전자 위치에서만 상 전류를 흘려주면 된다는 사실도 알 수 있다. IV장의 그림 3(a)와 3(b)에 SRM의 전형적인 역기전력 형상과 인덕턴스 형상이 나타나 있다.

III. 새로운 전류 추적제어기 설계

1. 일반적인 SRM 제어기의 기능적 구성 및 기존의 전류 제어기

그림 2는 일반적인 SRM 제어기의 기능적인 구성도를 나타내는 그림이다. 다른 AC 동기 전동기의 경우와 마찬가지로 속도/위치 제어기, 토크 제어기(전류제어기 포함), 그리고 PWM 인버터(pulse width modulation inverter)로 구성된다. PWM 인버터는 AC 전원에서부터 정류된 DC 링크(link) 전압을 이용하여 원하는 AC 전압을 발생하는 장치로서 토크제어기에서 발생된 각 상의 전압 명령 v_k^* 와 같은 크기의 평균전압을 갖는 펄스 폭변조된 전압 v_k 를 발생하여 최종적으로 SRM의 각 상 권선에 인가한다. 따라서 평균전압의 의미에서 $v_k^* = v_k$ 로

볼 수 있다. SRM 제어 시 사용되는 PWM 인버터에는 여러 가지 형태가 있지만 가장 널리 사용되는 것은 비대칭 H-브릿지(asymmetric H-bridge) PWM 인버터이다 [10]. 속도/위치 제어기는 위치센서와 추정기를 통해 검출된 회전자의 속도 ω 와 위치 θ 가 기준속도/위치명령 ω^*, θ^* 를 잘 추적하도록 제어하는 역할을 하며 여기서 발생된 속도/위치 제어신호가 토크제어기의 입력 즉, 기준 토크명령 τ^* 가 된다. 속도제어기로는 흔히 PI 제어기가 널리 사용되며 제어 성능을 높이기 위해 PI 제어기와 피드포워드(feed-forward) 제어기를 혼합한 형태의 제어기도 사용된다. 토크제어기는 모터가 속도/위치 제어루프에서 생성된 기준 토크명령에 해당되는 토크를 발생하도록 제어하는 역할을 하며 각 상의 기준 전류명령의 형태를 결정하는 전류명령 발생기와 실제 상 전류가 기준 전류명령을 잘 추적하도록 제어하는 전류제어기로 구성된다. 전류명령 발생기는 속도 제어루프에서 출력된 기준 토크명령 τ^* 에 해당되는 토크를 모터가 정확히 발생하도록 각 상에 흘려 주어야할 기준 전류명령 $i_k^*, k=1,2,3$ 를 결정하는 역할을 한다. 각 상의 기준 전류명령은 다음 식과 같이 기준 토크명령 τ^* 와 회전자 위치 θ 의 함수 형태로 결정된다.

$$i_k^* = g\left(\tau^*, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right), k=1,2,3 \quad (5a)$$

여기서 함수 $g(\tau^*, \theta)$ 는 모터가 기준 토크명령 τ^* 에 해당되는 토크를 맥동(ripple) 없이 정확히 발생해야하므로 다음 식을 만족하도록 선택되어야 한다.

$$T_e\left(g(\tau^*, \theta), g\left(\tau^*, \theta + \frac{2\pi}{3}\right), g\left(\tau^*, \theta + \frac{4\pi}{3}\right), \theta\right) = \tau^* \quad (5b)$$

SRM의 경우 발생토크((2b))가 상당히 비선형적이기 때문에 (5b)를 만족하는 즉, 맥동토크를 최소화하는 기준 전류명령을 구하는 것은 쉬운 일은 아니다. SRM의 맥동토크 최소화 문제에 대해서는 최근까지 많은 연구결과들이 발표되었는데[1]-[4], 여기서 제안된 방법들을 사용하면 SRM의 일반적인 비선형 발생토크 식에 대해서도 맥동토크를 최소화하는 기준 전류명령을 결정할 수 있다. 맥동토크를 최소화하는 전형적인 각 상 기준 전류명령들의 형상은 IV장의 그림 3(c)에 나타나 있다.

전류 제어기는 주어진 각 상의 기준 전류명령 $i_k^*, k=1,2,3$ 에 대하여 이를 실제 상 전류 i_k 가 원하는 오차범위 이내로 추적하도록 각 상 권선에 인가할 제어 전압명령 $v_k^*, k=1,2,3$ 를 발생하는 역할을 한다. 전류 제어기로는 오래 전부터 뱅뱅(bang-bang) 제어기 또는 고이득 PI 제어기가 사용되어 왔다. 이러한 전류제어기들은 구현이 용이한 반면 상 전류를 정밀하게 제어하는 데는 그 한계가 있다. 특히 SRM의 경우 역기전력 $E(i, \theta)$ 와 인덕턴스 $L(i, \theta)$ 가 상당히 비선형적인데 기존의 전류제어기들은 이러한 비선형성을 충분히 보상하지 못하여 저속 영역을 제외하고는 전류 추적오차가 비교적 크게 발생한다. 이러한 전류 추적오차는 큰 맥동토크의 발생과 직결

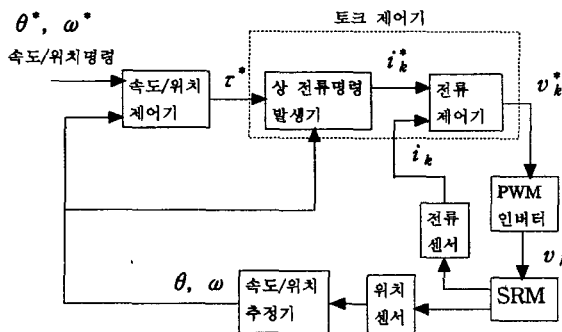


그림 2. SRM 제어시스템의 기능적 블록선도.
Fig. 2. Functional block diagram of SRM control system.

되는데 이것이 속도/위치 제어성능을 저하시키고 모터의 진동소음을 유발하게 된다. 또한 전류 추적 성능을 높이기 위해 제어이득을 매우 크게 하거나 뱅뱅 제어를 사용할 경우 채터링(chattering) 현상과 이로 인한 고주파 소음을 유발할 수 있다. 한편 Taylor는 슬로우 매니폴드(slow manifold) 이론[8]을 응용한 비선형 전류 추적제어를 제안하였는데[5], 이 제어기는 SRM의 비선형적인 역기전력과 인덕턴스 성분을 보상하여 기준 전류명령에 대한 우수한 추적성능을 갖는다. Taylor가 제안한 전류 제어기의 구체적인 형태는 다음과 같다.

$$v_k = R_s i_k^* + E \left(i_k^*, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \omega + L \left(i_k^*, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \frac{di_k^*}{dt} + \frac{1}{\varepsilon} (i_k^* - i_k), \quad (6)$$

$k=1,2,3$

Taylor는 $R_s, E, L, di_k^*/dt, k=1,2,3$ 의 값을 정확히 알 수 있는 이상적인 상황이라는 가정 하에서 $\varepsilon \in [0, \varepsilon^*]$ 인 임의의 ε 에 대하여 전류 추적오차를 0으로 수렴하게 하는 양수 ε^* 가 존재함을 증명하였다. 이와 비슷하게 참고문헌 [6][7]에서는 AC 동기 전동기에 대해 역기전력 성분을 보상하여 전류 제어성능을 높이는 예측 전류제어기(predictive current controller)를 제안하였는데 이 제어방법을 SRM에 대해 확대 적용해 보면 다음과 같은 형태가 된다.

$$v_k[n] = R_s i_k[n] + E \left(i_k^*[n], \theta[n] + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \omega[n] + L \left(i_k^*[n], \theta[n] + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \left\{ \frac{i_k^*[n] - i_k^*[n-1]}{T_s} + \frac{1}{T_s} (i_k^*[n] - i_k[n]) \right\}, \quad k=1,2,3 \quad (7)$$

여기서 T_s 는 샘플링주기(sampling period)이고 $v_k[n], i_k[n], i_k^*[n], \theta[n], \omega[n]$ 은 각각 $t=nT_s$ 에서의 $v_k, i_k, i_k^*, \theta, \omega$ 의 값을 나타낸다. 그러나 이러한 제어방식들 [5]-[7]은 역기전력과 인덕턴스의 모델오차에 대한 고려를 하고 있지 않다. 그런데 현실적으로 모델오차는 거의 대부분의 경우에 존재하기 때문에 실제 적용 시 모델오차에 따른 전류 추적오차를 피할 수 없게 된다. 또한 참고문헌 [6][7]에서는 제어성능에 대한 수학적 분석도 제시하지 못했다.

2. 모델오차에 견실한 새로운 전류 추적제어기 설계
본 논문에서는 다음 식과 같은 모델오차에 견실한 전류 추적제어기를 제안한다.

$$v_k = \widehat{R}_s i_k + \widehat{E} \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \omega + \widehat{L} \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \left\{ \frac{di_k^*}{dt} + K(i_k^* - i_k) \right\} + \widetilde{v}_k, \quad (8)$$

$k=1,2,3$

여기서 $\widehat{R}_s, \widehat{E}, \widehat{L}$ 은 각각 R_s, E, L 의 모델을 나타내며 i_k^* 는 각 상에 대한 기준 전류 명령, $\widehat{di_k^*/dt}$ 는 di_k^*/dt

의 추정치를 나타내며 K 는 전류제어루프 이득으로 $K>0$ 인 임의의 실수이다. 그리고 \widetilde{v}_k 는 모델오차가 존재하는 경우에도 제어기가 견실하게 동작되도록 하기 위한 견실 제어입력이다. 이제 \widetilde{v}_k 를 구체적인 형태로 설계하고 이러한 \widetilde{v}_k 를 사용했을 때 제안된 전류 추적제어기 (8)은 모델오차가 없는 이상적인 경우 완벽한 전류추적 성능 $\lim_{t \rightarrow \infty} |i_k^*(t) - i_k(t)| = 0$ 을 보장하고 모델오차가 존재하는 경우에도 충분히 작은 전류추적오차 범위 이내로 제어될 수 있음을 증명한다. 수식전개를 간단히 하기 위해 몇 가지 기호들을 정의하고 가정을 한다. 먼저

$$L_k(i_k, \theta) = L \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right), \quad (9)$$

$$E_k(i_k, \theta) = E \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right), \quad k=1,2,3$$

를 정의하고 $\widehat{R}_s, \widehat{E}_k(i_k, \theta), \widehat{L}_k(i_k, \theta)$ 는 각각 $R_s, E_k(i_k, \theta), L_k(i_k, \theta)$ 의 모델로 정의한다. 또한 모델오차와 추정오차가 다음과 같이 유계(bound)됨을 가정한다.

가정 1 : 다음 식을 만족하는 양의 실수 $\rho_L, \rho_R, \rho_E, \rho_i$ 가 존재한다.

$$\begin{aligned} |\Delta L_k| &= |\widehat{L}_k - L_k| \leq \rho_L, \\ |\Delta R| &= |\widehat{R}_s - R_s| \leq \rho_R, \\ |\Delta E_k| &= |\widehat{E}_k - E_k| \leq \rho_E, \\ |\Delta i_k^*| &= |\widehat{i}_k^* - i_k^*| \leq \rho_i \end{aligned} \quad (10)$$

그리고 전류추적오차 e_k 를 다음과 같이 정의한다.

$$e_k = i_k^* - i_k, \quad k=1,2,3 \quad (11)$$

이제 견실제어입력 $\widetilde{v}_k, k=1,2,3$ 를 다음 식과 같은 구체적인 형태로 제안한다.

$$\widetilde{v}_k = \begin{cases} |\phi_k(i_k, i_k^*, \widehat{i}_k^*, \theta, \omega)| \frac{e_k}{|e_k|} & \text{if } |\phi_k(i_k, i_k^*, \widehat{i}_k^*, \theta, \omega) e_k| > \varepsilon \\ \frac{1}{\varepsilon} |\phi_k(i_k, i_k^*, \widehat{i}_k^*, \theta, \omega)|^2 e_k & \text{if } |\phi_k(i_k, i_k^*, \widehat{i}_k^*, \theta, \omega) e_k| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (12a)$$

여기서 ε 은 임의의 양수로서 설계 파라미터이고 함수 ϕ_k 는 다음 식으로 정의된다.

$$\phi_k(i_k, i_k^*, \widehat{i}_k^*, \theta, \omega) = |\rho_L| K e_k + |\rho_R| |i_k| + |\rho_E| |\omega| + |\rho_i| |\widehat{L}_k(i_k, \theta)| + |\rho_L| |\rho_i| \quad (12b)$$

마지막으로 파라미터 δ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{KL_m}} \quad (13a)$$

여기서

$$L_m = \min \{ L_k(i_k, \theta), t \geq 0, k=1,2,3 \} > 0 \quad (13b)$$

그러면 본 논문에서 제안한 전류 추적제어기는 다음의 정리 1과 같은 추적제어 성능을 보장한다.

정리 1 : i) (8)과 (12)로 주어지는 전류 추적제어기를 사용할 때 전류추적오차는 다음 식과 같이 궁극적으로 유계(uniformly ultimately bounded) 된다.

$$|e_k(t)| \leq \begin{cases} \sqrt{\epsilon}\delta & \text{if } |e_k(0)| \leq \sqrt{\epsilon}\delta \\ \sqrt{\epsilon}\delta \left\{ 1 + \left(\left| \frac{e_k(0)}{\sqrt{\epsilon}\delta} \right|^2 - 1 \right) e^{-2Kr} \right\}^{\frac{1}{2}} & \text{if } |e_k(0)| > \sqrt{\epsilon}\delta \end{cases} \quad (14a)$$

ii) 만약 모델오차와 추정오차가 없는 이상적인 경우에는 즉, $\Delta L_k, \Delta R, \Delta E_k, \Delta i_k^* = 0$ 이면 전류추적오차는 다음 식과 같이 0으로 수렴한다.

$$|e_k(t)| \leq |e_k(0)| e^{-Kr} \quad (14b)$$

정리 1 i)은 모델오차가 존재하는 경우에도, 본 논문에서 제안한 전류 추적제어기 (8), (12)에 의해 전류추적오차의 크기 $|e_k|$ 가 $\sqrt{\epsilon}\delta$ 로 궁극적으로 유계 됨을 보여준다. δ 의 정의 (13a)로부터 알 수 있듯이 전류제어루프 이득 K 를 증가시키면 δ 가 감소하고 결국 전류추적오차 $|e_k(t)|$ 도 감소함을 알 수 있다. 또한 ϵ 을 줄일수록 전류추적오차 $|e_k(t)|$ 도 감소하고 결국 $\epsilon \rightarrow 0$ 이면 $|e_k(t)| \rightarrow 0$ 이 되어 모델오차가 존재하더라도 실제 상전류가 기준전류명령을 완벽하게 추적할 수 있게 된다. 그러나 여기서 주의해야할 점은 $\epsilon \rightarrow 0$ 이 되면 본 논문에서 제안한 전류제어기의 견실제어입력 \tilde{v}_k (12a)가 뱅뱅 제어기 형태로 된다는 점이다. 제어기의 실제 구현에 있어 필연적으로 발생하는 시간지연 때문에 뱅뱅 제어기는 거의 대부분의 경우 채터링 현상을 유발하게 되는데 이로 인해 큰 추적오차와 고주파 소음 등이 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 견실제어기에서는 전류추적오차가 허용범위 이내가 되도록 ϵ 을 적절한 양수 값으로 선택해야 한다. 또 한가지 주의해야할 점은 모델오차가 너무 크게되면 전류추적오차를 우리가 원하는 만큼 작게 할 수는 없다는 점이다. 만약 제어입력 v_k 의 크기에 대한 제한이 없다면 모델오차가 아무리 크더라도 ϵ 을 적절히 선택하면 정리 1 i)에서와 같이 전류추적오차를 우리가 원하는 범위 이내로 제어할 수 있을 것이다. 그러나 제어기를 실제로 구현할 때 제어입력의 크기는 보통 어떤 물리적인 제한치 이내로 제한되는데, SRM의 경우 허용 가능한 제어입력 v_k 의 크기는 사용하는 AC 전원의 크기에 따라 어떤 제한치 V_{max} 이내로 제한된다. 즉 $|v_k| \leq V_{max}$. 또한 (12a)와 (12b)로부터 알 수 있듯이 견실제어입력 \tilde{v}_k 의 크기는 모델오차의 크기에 비례하여 증가하므로 결국 모델오차가 너무 크게되면 견실제어입력 \tilde{v}_k 은 상당히 큰 값을 갖게된다. 만약 제어입력 v_k 의 크기가 제한치 V_{max} 로 포화될 정도로 견실제어입력 \tilde{v}_k 가 커진다면 더 이상 추적오차를 우리가 원하는 임의의 범위 이내로 유지할 수 없게 된다. 한편 정리 1 ii)는

모델오차가 없고 전류명령의 미분치를 정확히 알 수 있는 경우 즉, $\Delta L_k, \Delta R, \Delta E_k, \Delta i_k^* = 0$ 인 경우, 임의의 유한이득 $K \in (0, \infty)$ 로도 주어진 기준 전류명령을 오차 없이 정확히 추적할 수 있음을 보여준다. 또한 (12)로부터 알 수 있듯이 모델오차와 추정오차가 없는 이상적인 경우에는 $\tilde{v}_k = 0$ 이므로 (8)의 전류 추적제어기는 다음과 같이 된다.

$$v_k = R_s i_k + E \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \omega + L \left(i_k, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \left\{ \frac{di_k^*}{dt} + K(i_k^* - i_k) \right\}, \quad k=1,2,3 \quad (15)$$

(15)와 Taylor가 제안한 전류제어기 (6)을 비교해 보면 형태 면에서 유사함을 알 수 있다. 그러나 추적 성능에 대한 분석 방법은 매우 다르며 Taylor가 제안한 방법은 슬로우 매니폴드 이론에 근거하고 있다. 그리고 Taylor의 전류 제어기는 $R_s, E, L, di_k^*/dt, k=1,2,3$ 의 모델오차 및 추정오차가 없다는 이상적인 상황을 가정하고 있기 때문에 모델오차가 존재하는 실제 상황에 대한 전류추적오차 분석이 없으며 만약 추적오차를 분석한다 하더라도 본 논문의 정리 1 i)과 같은 전류추적성을 달성하지는 못한다. 또한 Taylor가 제안한 제어기는 ϵ 이 충분히 작은 경우 즉, 제어루프 이득 $1/\epsilon$ 이 충분히 큰 경우에만 전류 제어루프의 추적오차가 0으로 수렴하는 반면 본 논문의 정리 1 ii)는 (15)의 전류제어기를 사용할 경우 $K \in (0, \infty)$ 인 임의의 전류제어루프 이득 K 에 대해서도 전류추적오차가 0으로 수렴함을 보여준다. 이러한 차이점이 발생한 이유는 본 논문에서 제안된 전류제어기(15)는 SRM의 비선형 동역학 특성을 완벽히 보상하여 선형시스템과 같이 동작되게 하는 반면 Taylor가 제안한 제어기 (6)은 이를 완벽하게 보상하지 못하기 때문이다.

한편 모델오차가 없는 이상적인 경우의 전류제어기 (15)를 이산 시간(discrete time) 형태로 구현하면 다음과 같다.

$$v_k[n] = R_s i_k[n] + E \left(i_k[n], \theta[n] + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \omega[n] + L \left(i_k[n], \theta[n] + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \left\{ \frac{i_k^*[n] - i_k^*[n-1]}{T_s} + K(i_k^*[n] - i_k[n]) \right\}, \quad k=1,2,3 \quad (16)$$

여기서 차분근사법을 이용하여 di_k^*/dt 를 추정하였으며 T_s 는 샘플링주기이고 $v_k[n], i_k[n], i_k^*[n], \theta[n], \omega[n]$ 은 각각 $t = nT_s$ 에서의 $v_k, i_k, i_k^*, \theta, \omega$ 의 값을 나타낸다. 참고문헌 [6][7]에서 제안한 예측 전류제어기 (7)과 비교해보면 예측 전류제어기는 (16)에서 제어루프이득 K 를 $K=1/T_s$ 로 선택한 경우에 해당됨을 알 수 있다. 결국 참고문헌 [6][7]에서 제안한 예측 전류제어기는 (15)의 전류제어기를 디지털로 구현한 (16)의 특별한 경

우에 해당됨을 알 수 있다. 결국 정리 1 ii)는 참고문헌 [6][7]에서 제안한 예측 전류제어기의 추적성능을 이론적으로 분석해 주며 제어루프 이득 K 를 $K=1/T_s$ 로 선택하는 것이 추적 성능을 높이기 위한 최적의 선택이 아님을 보여준다. 이제 정리 1을 증명한다.

정리 1의 증명 : (1a), (8), (10), (11)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L_k(i_k, \theta) \dot{e}_k + L_k(i_k, \theta)Ke_k + \Phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega) + \tilde{v}_k = 0, \quad k=1,2,3 \quad (17a)$$

여기서

$$\Phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega) = (Ke_k + \hat{i}_k^*)\Delta L_k + i_k\Delta R + \omega\Delta E_k + \hat{L}_k(i_k, \theta)\Delta i_k^* - \Delta L_k\Delta i_k^* \quad (17b)$$

리아프노프 함수(Lyapunov-like function) $V_k: R \rightarrow R, k=1,2,3$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$V_k = \frac{1}{2}|e_k|^2, \quad k=1,2,3 \quad (18)$$

(17a)의 해를 따라 V_k 를 시간 t 에 대해 미분하면 가정 1((10))과 (12b), (17b), (18)과 $L_k(i_k, \theta) > 0$ 인 사실로부터 다음 부등식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &= e_k \dot{e}_k \\ &= e_k \left\{ -Ke_k + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \times \right. \\ &\quad \left. (-\Phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega) - \tilde{v}_k) \right\} \\ &\leq -K|e_k|^2 + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \times \\ &\quad \left\{ |\Phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| - e_k \tilde{v}_k \right\} \\ &\leq -2KV_k + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \times \\ &\quad \left\{ |\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| - e_k \tilde{v}_k \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

(12a)와 (19)에 의해, 만약 $|\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| > \epsilon$ 이면

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &\leq -2KV_k + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \left\{ |\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| \right. \\ &\quad \left. - |\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)| \frac{e_k}{|e_k|} e_k \right\} \\ &= -2KV_k \end{aligned} \quad (20)$$

(12a), (13b), (19)에 의해, 만약 $|\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| \leq \epsilon$ 이면

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &\leq -2KV_k + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \times \\ &\quad \left\{ -\frac{1}{\epsilon} |\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k|^2 + \right. \\ &\quad \left. |\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -2KV_k + \frac{1}{L_k(i_k, \theta)} \times \\ &\quad \left\{ -\frac{1}{\epsilon} \left(|\phi_k(i_k, i_k^*, \hat{i}_k^*, \theta, \omega)e_k| - \frac{\epsilon}{2} \right)^2 + \frac{\epsilon}{4} \right\} \\ &\leq -2KV_k + \frac{\epsilon}{4L_k(i_k, \theta)} \\ &\leq -2KV_k + \frac{\epsilon}{4L_m} \end{aligned} \quad (21)$$

(20)과 (21)을 결합하면 모든 경우에 대해 다음 부등식이 항상 만족됨을 알 수 있다.

$$\dot{V}_k \leq -2KV_k + \frac{\epsilon}{4L_m} \quad (22)$$

이 미분 부등식에 Comparison Lemma [8]를 적용하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$V_k(t) \leq \left(V_k(0) - \frac{\epsilon}{8KL_m} \right) e^{-2Kt} + \frac{\epsilon}{8KL_m} \quad (23)$$

이 식과 V_k 와 δ 의 정의((18), (13a))에 의해 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} |e_k(t)|^2 &\leq \left(|e_k(0)|^2 - \frac{\epsilon}{4KL_m} \right) e^{-2Kt} + \frac{\epsilon}{4KL_m} \\ &= (|e_k(0)|^2 - \epsilon\delta^2) e^{-2Kt} + \epsilon\delta^2 \end{aligned} \quad (24)$$

(24)에 의해 정리 1 i)에 대한 증명이 완료된다.

이제 정리 1 ii)를 증명한다. 만약 $\Delta L_k, \Delta R, \Delta E_k, \Delta i_k^* = 0$ 이면 가정 1((10))과 (12)로부터 $\phi_k = 0, \tilde{v}_k = 0$ 임을 알 수 있다. 따라서 (19)에 의해

$$\dot{V}_k \leq -2KV_k \quad (25)$$

가 성립한다. 이 미분부등식에 Comparison Lemma [8]를 적용하면

$$V_k(t) \leq V_k(0) e^{-2Kt} \quad (26)$$

를 얻을 수 있고 이 식과 V_k 의 정의((18))에 의해 다음 식이 성립한다.

$$|e_k(t)| \leq |e_k(0)| e^{-Kt}$$

따라서 정리 1 ii)에 대한 증명이 완료된다. ■

IV. 시뮬레이션 결과

이 장에서는 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 새로운 전류 추적제어기의 성능을 분석해 본다. 시뮬레이션에 사용된 SRM의 특성은 다음과 같다. 우선 SRM의 자기포화는 고려하지 않았는데 이는 SRM의 동역학 방정식을 보다 구체적인 형태로 단순화하여 시뮬레이션을 용이하게 하기 위함이다. II장에서 설명했듯이 자기포화를 고려하지 않으면 SRM의 역기전력 함수 $E(i, \theta)$ 와 인덕턴스 $L(i, \theta)$ 그리고 상 토크함수 $T(i, \theta)$ 는 (4)와 같은 구체적인 형태로 표시된다. 여기서 $\mathcal{L}(\theta)$ 는 실제 SRM에 보다 근사한 특성을 반영하도록 다음과 같이 고조파 성분들을 포함한 형태로 설

정되었다.

$$\tilde{L}(\theta) = c_0 + \sum_{k=1}^{14} c_k \cos(k\theta) \quad (27)$$

여기서 계수 c_k 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} c_0 &= 0.2, c_1 = 0.10777, c_2 = -0.00363, c_3 = -0.00357, \\ c_4 &= 0.00324, c_5 = -0.00082, c_6 = 0.00069, \\ c_7 &= 0.000447, c_8 = -0.00024, c_9 = 0.000387, \\ c_{10} &= -0.000028, c_{11} = 0.000025, c_{12} = 0.000138, \\ c_{13} &= -0.000025, c_{14} = 0.0000505 \end{aligned}$$

그림 3(a), 3(b)는 각각 (4), (27)로 주어지는 SRM의 역기전력 함수 $E(i, \theta)$ 와 인덕턴스 $L(i, \theta)$ 의 그래프를 나타낸다. 그림 3(a)는 전류가 $i = 1[A]$ 로 고정되었을 때의 역기전력 함수 $E(i, \theta)$ 의 그래프이다. 그리고 SRM의 나머지 변수들은 각각 $R_s = 3.0[\Omega]$, $N_r = 4$, $J = 0.006 [Nmsec^2/rad]$, $B = 0.0012[Nmsec/rad]$ 로 설정되었다. 또한 각 상에 대한 기준 전류명령 i_k^* , $k=1,2,3$ 은 참고문헌 [1][2]에서 제안한 방법을 이용하여 맥동토크를 최소화하도록 선택되었다. 그림 3(c)는 기준 토크명령 $\tau^* = 2[Nm]$ 에 대한 각 상의 기준 전류명령들을 나타내는 그림이다. 그림 3(d)는, 각 상에 흐르는 전류가 기준 전류명령(그림 3(c))에 오차 없이 정확히 일치하도록 제어될 경우, 모터가 발생하는 총 토크 T_e 를 나타내는 그림이다. 맥동 없이 정확히 $T_e = 2[Nm]$ 의 토크가 발생됨을 볼 수 있다.

이제 구체적인 시뮬레이션 방법에 대해서 설명한다. 먼저 시뮬레이션 프로그램은 C-언어를 사용하여 작성되었으며 시뮬레이션 간격은 $1[\mu sec]$, 제어주기는 $100[\mu sec]$ 로 하였다. 그리고 제어를 DSP 등과 같은 마이크로프로세서로 실제로 구현하여 실험하는 경우와 유사한 조건에서 시뮬레이션하기 위해 모터 제어기 구현 시 사용되는 추가적인 H/W 장치들을 고려하였다. 보다 구체적으로, PWM 인버터, 위치센서(인코더) 및 속도 검출, 그리고 상 전류 검출 부분을 고려하였다. PWM 인버터의 캐리어(carrier) 주파수는 $f_c = 20 [kHz]$, DC 링크 전압은 $V_{dc} = 220\sqrt{2}[V]$ 로 설정하였다. 따라서 허용 가능한 제어입력 전압의 범위는 $|v_k| \leq V_{max} = 220\sqrt{2}[V]$, $k=1,2,3$ 로 된다. 또한 인코더의 분해능은 $2500[ppr]$ 로 설정하였다. 속도 검출은 잘 알려진 M/T 방법으로 추정하였다. 상 전류는 $5[kHz]$ 의 차단주파수를 갖는 디지털 저역통과 필터를 통과시켜 검출하였으며 전류검출센서의 시간지연은 없다고 가정하였다.

이 시뮬레이션은 전류제어 성능의 검증이 그 목적이기 때문에 속도제어루프 없이 단지 토크제어루프만을 고려하였다. 기준 토크명령은 $\tau^* = 2[Nm]$ 로 설정하였다. 일정 토크제어를 하면 속도가 급격히 증가하므로 일정 속도에서의 전류제어 성능을 관측하기 어렵다. 따라서 속도제한을 $\omega_{max} = 300[rpm]$ 으로 설정하였는데 속도제한을 $300[rpm]$ 으로 설정한 이유는 이보다 더 큰

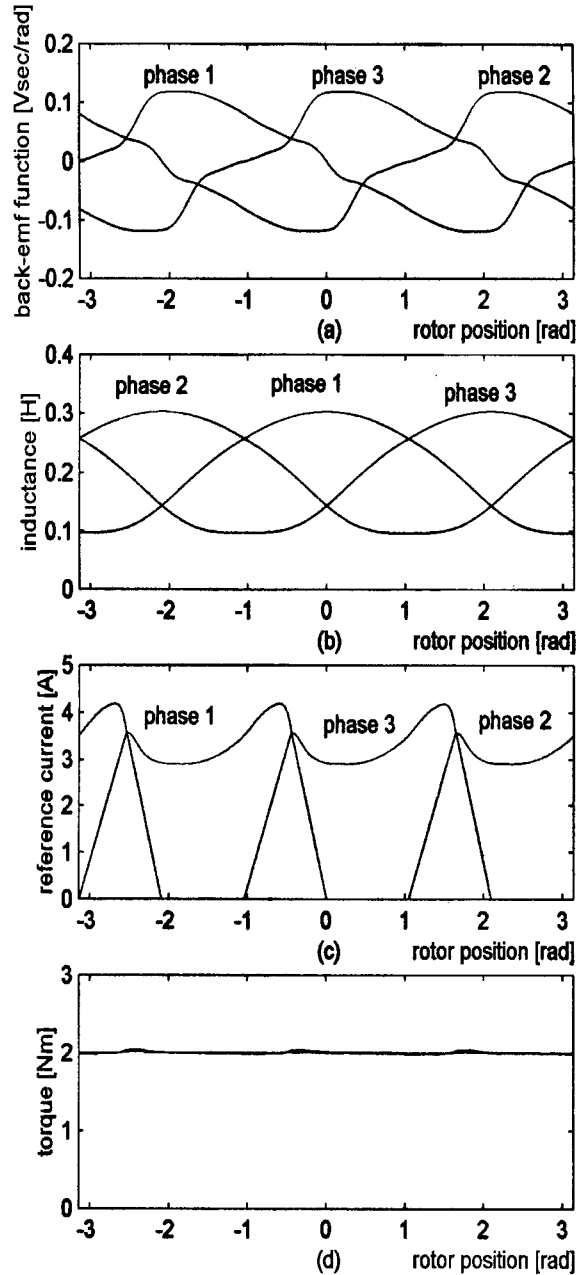


그림 3. 시뮬레이션에 사용된 SRM 특성. (a) $i = 1[A]$ 일 때의 역기전력 함수 $E(i, \theta)$ 의 형상, (b) 인덕턴스 $L(i, \theta)$ 의 형상, (c) $\tau^* = 2[Nm]$ 일 때의 맥동토크를 최소화하는 각 상 기준 전류명령 i_k^* , $k=1,2,3$, (d) 총 발생토크 $T_e(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta)$.

Fig 3. The characteristics of the SRM used in simulation. (a) Shape of back-emf function $E(i, \theta)$ at $i = 1[A]$, (b) Shape of inductance $L(i, \theta)$, (c) Reference current commands for torque ripple minimization, i_k^* , $k=1,2,3$ at $\tau^* = 2[Nm]$, (d) Total developed torque $T_e(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta)$.

속도에서는 제어입력의 크기 $|v_k|$ 가 전압 제한 V_{max} 이상이 되어 포화되므로 제안된 전류추적제어기의 올바른 성능검증이 어렵기 때문이다. 따라서 모터는 정상상태에서 2[Nm]의 토크를 발생하면서 $\omega = 300[\text{rpm}]$ 으로 회전하게 된다. 먼저 모델오차가 없는 이상적인 경우에 대해 시뮬레이션 하였다. 모델오차가 없는 경우, $\hat{L}(i, \theta) = L(i, \theta)$, $\hat{E}(i, \theta) = E(i, \theta)$, $\hat{R}_s = R_s$ 이므로 본 논문에서 제안한 제어기는 (15)와 같다. 여기서 제어루프 이득은 $K = 140[\text{V/A}]$ 로 설정했다. 시뮬레이션 결과는 그림 4에 나타나 있다. 그림 4(a)는 1상의 기준 전류명령 i_1^* 와 실제 상전류 i_1 을 나타내고 그림 4(b)는 전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, 그림 4(c)는 1상의 제어입력 전압 v_1 , 그리고 그림 4(d)는 모터가 실제로 발생하는 총 토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$ 를 나타낸다. 그림 4(b), (4d)를 보면 전류 추적오차가 거의 0[A]임을 알 수 있고 따라서 실제로 발생하는 총 토크 T_e 도 맥동이 거의 없이 2[Nm]임을 알 수 있다. 한편 본 논문에서 제안한 제어기와 기존의 제어 방법들의 성능을 비교하기 위해 Taylor가 제안한 전류제어기((6))와 PI 전류제어기를 사용하여 시뮬레이션 하였다. Taylor가 제안한 전류제어기에서 설계 파라미터 ϵ 은 $\epsilon = 0.00714[\text{A/V}]$ 로 설정하였다. 그리고 PI 전류제어기의 P제어기 이득과 I제어기 이득은 각각 $K_p = 200[\text{V/A}]$, $K_i = 100,000[\text{V/Asec}]$ 로 설정하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 5와 6에 나타나 있다. 그림 5를 보면 Taylor가 제안한 전류제어기는 본 논문에서 제안한 제어기와 거의 유사한 정도의 우수한 전류추적성능을 가짐을 알 수 있다. 그러나 PI 제어기의 경우는 그림 6(b)에서 보듯이 최대 1[A] 정도의 비교적 큰 전류 추적오차를 가진다. 그리고 그림 6(d)로부터 이러한 전류 추적오차에 따른 맥동토크가 상당히 크게 발생함을 알 수 있다.

마지막으로 제안한 전류제어기의 모델오차에 대한 견실성을 검증하기 위해 모델오차가 존재하는 경우에 대해 시뮬레이션 하였다. $E(i, \theta)$, $L(i, \theta)$, R_s 의 모델 $\hat{E}(i, \theta)$, $\hat{L}(i, \theta)$, \hat{R}_s 가 다음과 같다고 가정하였다.

$$\begin{aligned} \hat{L}(i, \theta) &= 0.22 + 0.06 \cos(\theta), \\ \hat{E}(i, \theta) &= -0.06 \sin(\theta)i, \quad \hat{R}_s = 0.5R_s. \end{aligned} \quad (28)$$

$i = 1[\text{A}]$ 일 때의 $E(i, \theta)$, $L(i, \theta)$ 과 모델 $\hat{E}(i, \theta)$, $\hat{L}(i, \theta)$ 그리고 모델오차 $E(i, \theta) - \hat{E}(i, \theta)$, $L(i, \theta) - \hat{L}(i, \theta)$ 는 그림 7에 도시하였다. 상당히 큰 모델오차를 가정하였음을 알 수 있다. (28)의 모델을 이용하여 본 논문에서 제안한 견실 전류제어기((8), (12))의 성능을 시뮬레이션한 결과는 그림 8에 나타나 있다. 여기서 제어루프이득은 $K = 140[\text{V/A}]$, 설계파라미터 ϵ 은 $\epsilon = 1.5$ 로 설정하였고 $\rho_L, \rho_R, \rho_E, \rho_i$ 는 각각 $0.07[\text{H}]$, $2.0[\Omega]$, $0.3[\text{Vsec/rad}]$, $35.0[\text{A/sec}]$ 로 설정하였다. 그림 8(b)의 전류 추적오차에 대한 결과로부터 알 수 있듯이 제

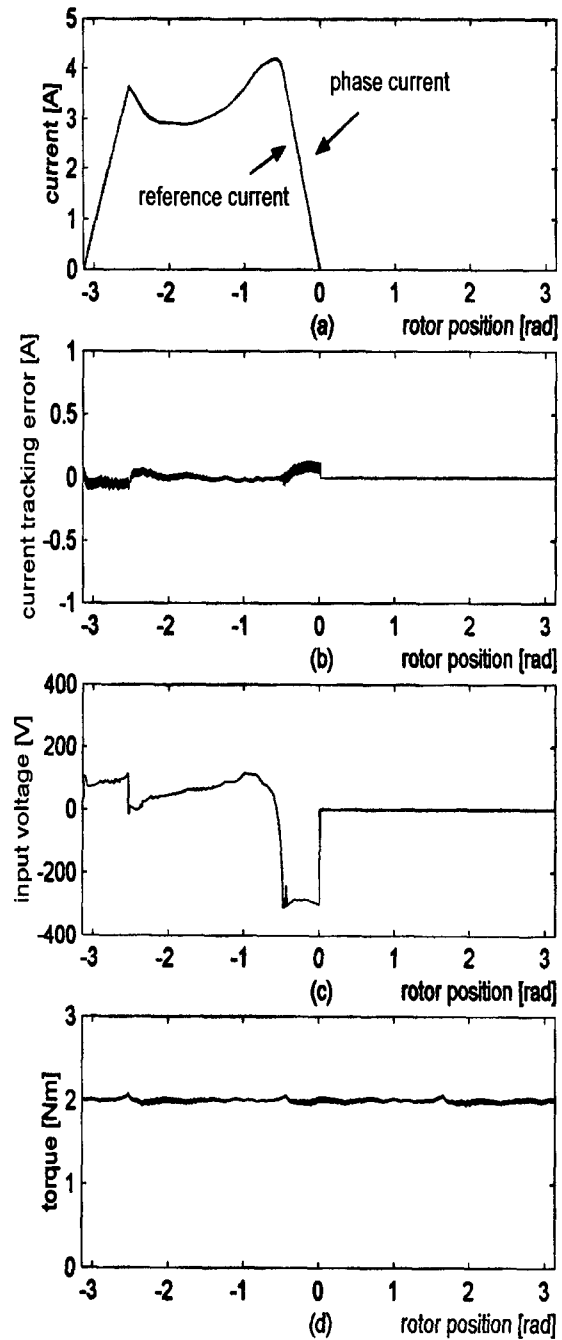


그림 4. 본 논문에서 제안한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과: 모델오차가 없는 경우. (a) 기준 전류명령 i_1^* 과 실제 상전류 i_1 , (b) 전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, (c) 제어 입력전압 v_1 , (d) 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

Fig 4. Simulation results for the case of our current controller with no model errors. (a) Reference current command i_1^* and phase current i_1 , (b) Current tracking error $i_1^* - i_1$, (c) Control input voltage v_1 , (d) Total developed torque $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

안된 전류제어기는 모델오차가 없는 이상적인 경우(그림 4(b)와 비교해 볼 때 거의 비슷한 정도의 우수한 추적성능을 가짐을 알 수 있다. 또한 총 발생토크의 맥동 성분도 거의 없음을 볼 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 전류제어기의 모델오차에 대한 견실성이 입증되었다. 한편 Taylor가 제안한 제어기와의 견실성 비교를 위해 $E(i, \theta), L(i, \theta), R_s$ 의 모델((28))을 사용하여 (6)의 제어기를 시뮬레이션 하였다. 설계 파라미터 ε 은

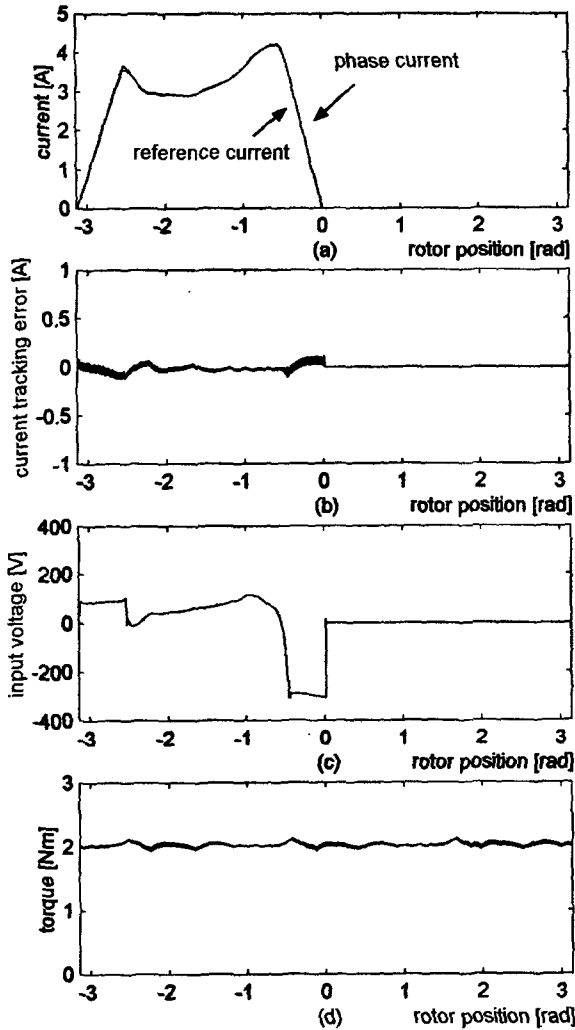


그림 5. 참고문헌 [5]에서 제안한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과 : 모델오차가 없는 경우. (a) 기준 전류명령 i_1^* 과 실제 상전류 i_1 , (b) 전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, (c) 제어 입력전압 v_1 , (d) 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

Fig. 5. Simulation results for the case of the current controller proposed in [5] with no model errors. (a) Reference current command i_1^* and phase current i_1 , (b) Current tracking error $i_1^* - i_1$, (c) Control input voltage v_1 , (d) Total developed torque $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

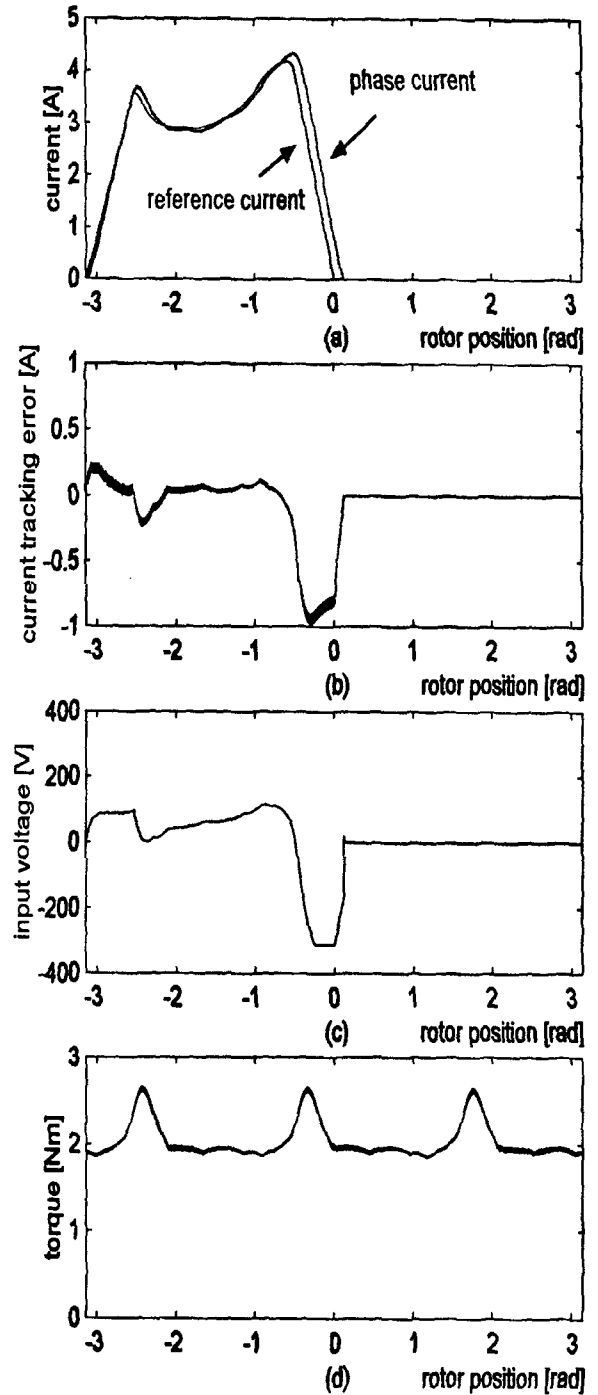


그림 6. 기존의 PI 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과. (a) 기준 전류명령 i_1^* 과 실제 상전류 i_1 , (b) 전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, (c) 제어 입력전압 v_1 , (d) 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

Fig. 6. Simulation results for the case of the conventional PI current controller. (a) Reference current command i_1^* and phase current i_1 , (b) Current tracking error $i_1^* - i_1$, (c) Control input voltage v_1 , (d) Total developed torque $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

그림 5에서의 경우와 마찬가지로 $\epsilon=0.00714$ [A/V]를 사용하였다. 결과는 그림 9에 나타나 있다. 그림 9(b)와 9(d)의 결과를 보면 전류추적오차가 비교적 크게 발생하고 이에 따른 맥동토크도 크게 발생함을 알 수 있다. 이 결과로부터 본 논문에서 제안한 전류추적제어기가 Taylor가 제안한 전류제어기보다 모델오차에 대해 훨씬 더 견실함을 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 SRM에 대하여 모델오차에 견실한 전류 추적제어기를 제안하였다. 제안된 전류 추적제어기를 사용하면 모델오차가 없는 경우 SRM의 비선형적인 역기전력과 인덕턴스에 대한 완벽한 보상이 가능하여 임의의 유한한 제어이득으로도 실제 상 전류가 기준 상 전류명령을 오차 없이 정확히 추적할 수 있다. 또한 모델오차가 존재하는 경우에도 견실하게 기준 상 전류명령을 추적할 수 있음을 이론적인 분석과 다양한 시뮬레이션 결과들을 통해 확인할 수 있었다. 제안된

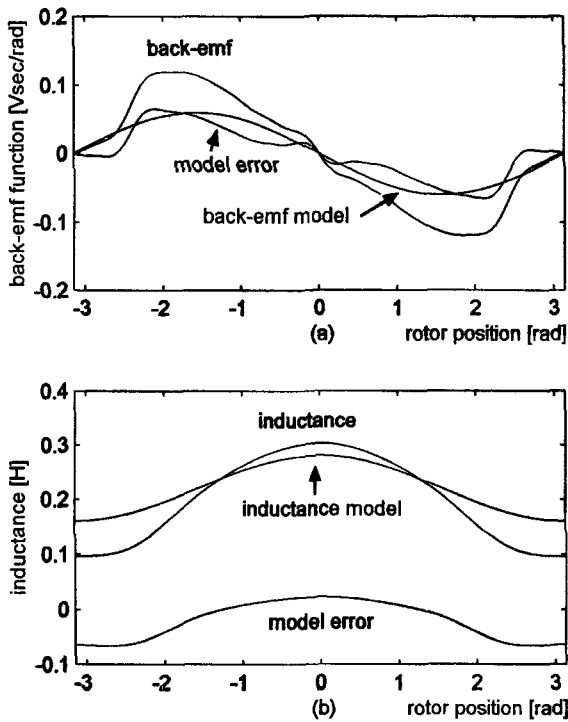


그림 7. 시뮬레이션에 사용된 SRM 모델. (a) 실제 역기전력 함수 $E(i, \theta)$, 역기전력 함수 모델 $\hat{E}(i, \theta)$, 모델오차 $E(i, \theta) - \hat{E}(i, \theta)$, (b) 실제 인덕턴스 $L(i, \theta)$, 인덕턴스 모델 $\hat{L}(i, \theta)$, 모델 오차 $L(i, \theta) - \hat{L}(i, \theta)$.

Fig. 7. The models of SRM used in simulation. (a) Actual back-emf function $E(i, \theta)$, model of back-emf function $\hat{E}(i, \theta)$, and model error $E(i, \theta) - \hat{E}(i, \theta)$, (b) Actual inductance $L(i, \theta)$, model of inductance $\hat{L}(i, \theta)$, and model error $L(i, \theta) - \hat{L}(i, \theta)$.

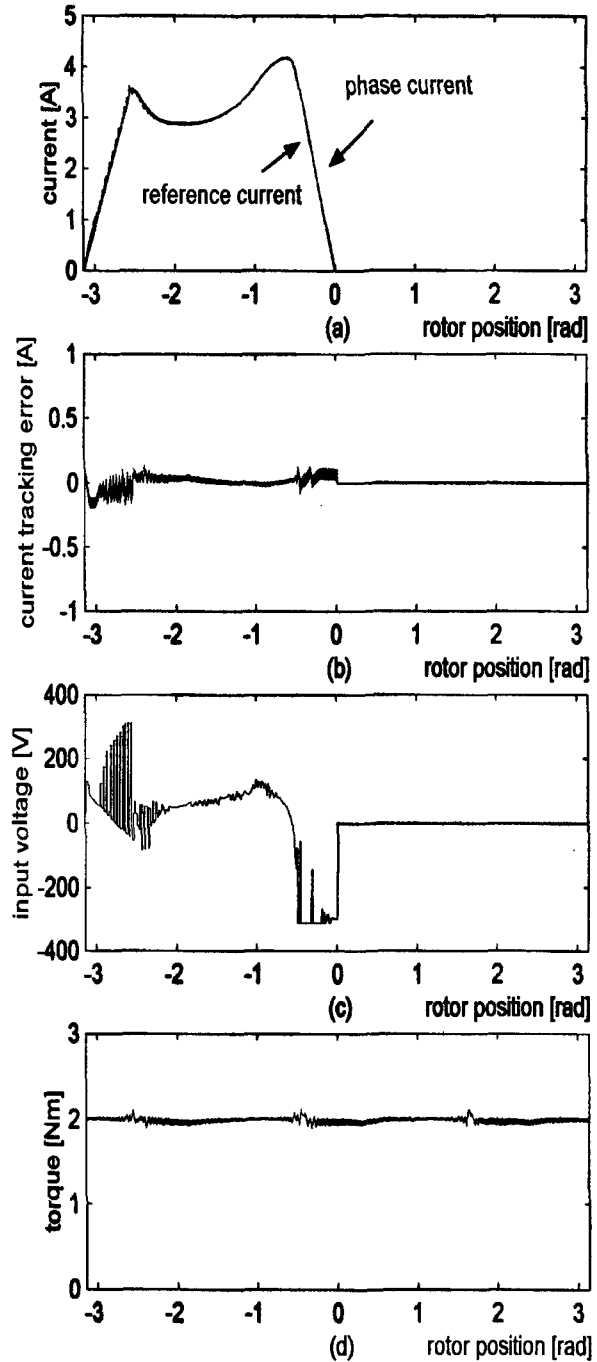


그림 8. 본 논문에서 제안한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과: 모델오차가 있는 경우. (a) 기준 전류명령 i_1^* 과 실제 상전류 i_1 , (b) 전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, (c) 제어 입력전압 v_1 , (d) 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

Fig. 8. Simulation results for the case of our current controller with model errors. (a) Reference current command i_1^* and phase current i_1 , (b) Current tracking error $i_1^* - i_1$, (c) Control input voltage v_1 , (d) Total developed torque $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

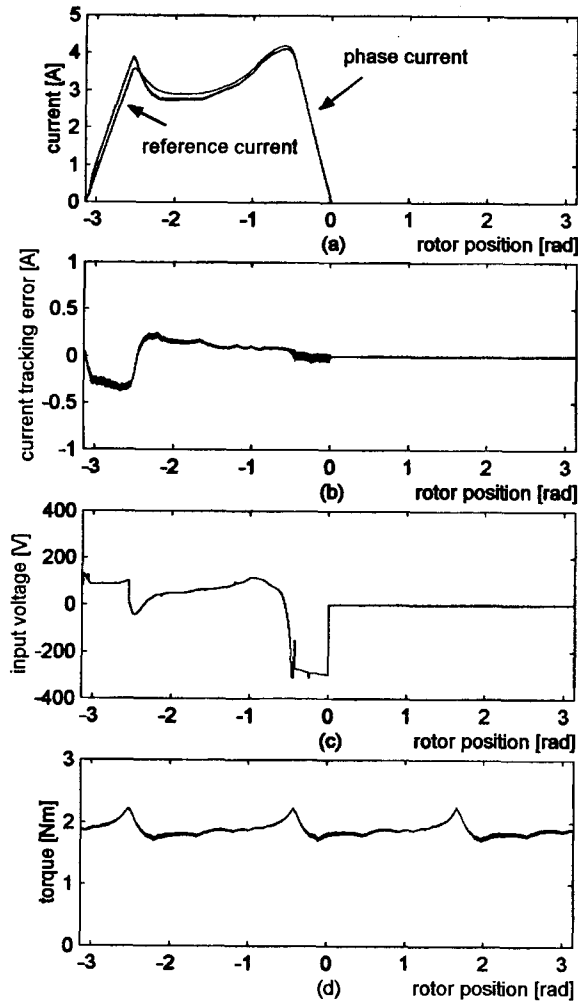


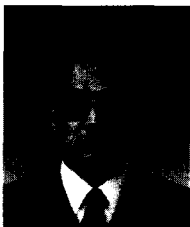
그림 9. 참고문헌 [5]에서 제안한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과: 모델오차가 있는 경우. (a) 기준 전류명령 i_1^* 과 실제 상전류 i_1 , (b)전류 추적오차 $i_1^* - i_1$, (c) 제어 입력전압 v_1 , (d) 총 발생토크 $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

Fig. 9. Simulation results for the case of the current controller proposed in [5] with model errors. (a) Reference current command i_1^* and phase current i_1 , (b) Current tracking error $i_1^* - i_1$, (c) Control input voltage v_1 , and (d) Total developed torque $T_e(i_1, i_2, i_3, \theta)$.

전류 추적제어기를 맥동토크를 최소화하는 기준 상 전류 명령과 함께 사용하면 SRM의 맥동토크를 크게 저감할 수 있으며 따라서 SRM의 진동소음 개선에도 크게 기여할 수 있을 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] R. S. Wallace and D. G. Taylor, "Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics," *IEEE Trans. Robotics Automat.*, vol. 7, no. 6, pp. 733-742, Dec., 1991.
- [2] C. H. Kim and I. J. Ha, "A new approach to feedback-linearizing control of variable reluctance motors for direct-drive applications," *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 4, no. 4, pp. 348-362, July, 1996.
- [3] D. S. Ray, M. M-Moud, Tim. C. Green, and B. W. Williams, "Switched reluctance motor control via fuzzy adaptive systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 15, no. 3, pp. 8-15, June 1995.
- [4] T. K. Ha, C. H. Kim, J. H. Kim, S. Y. Pyo, and S. K. Lim, "Simple and high-performance drive of switched reluctance motors for low-cost applications," in *Pro. of the ISIE'97*, 1997, pp. 631-636.
- [5] D. G. Taylor, "Pulse-width modulated control of electromechanical systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, no. 4, pp. 524-528, April, 1992.
- [6] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive control of the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Conf. Rec. 1983 Annu. Meet. IPEC*, pp. 1665-1675, 1983.
- [7] G. Pfaff, A. Weschta, and A. Wick, "Design and experimental results of a brushless AC servo drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 22, no. 4, pp. 814-821, 1984.
- [8] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [9] I. J. Ha and E. G. Gilbert, "Robust tracking in nonlinear systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, no. 9, pp. 763-771, 1987.
- [10] T. J. E. Miller, *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*. New York: Oxford Univ. Press, 1989.



김 창 환

1965년 11월 13일생. 1988년 서울대 제어계측공학과 졸업. 동대학원 제어계측공학과 석사(1990), 동대학원 제어계측공학과 박사(1995). 1995년~1999년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 선임연구원. 1999년~현재

대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 전임강사. 관심분야는 비선형제어 및 응용, 전기 기기 제어.