

보정된 전류동역학에 기반한 영구자석 전동기의 참조모델 강인적응제어기

An RMRAC Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Based On Modified Current Dynamics

김 홍 철, 이 장 명*
(Hong-Zhe Jin and Jang-Myung Lee)

Abstract : A new RMRAC scheme for the PMSM current regulation is proposed in a synchronous frame, which is completely free from the parameter's uncertainty. A current regulator of PMSM is the inner most loop of electromechanical driving systems and plays a foundation role in the control hierarchy. When the PMSM runs in high speed, the cross-coupling terms must be compensated precisely for large system BW. In the proposed RMRAC, the input signal is composed of a calculated voltage defined by MRAC law and an output of the disturbance compensator. The gains of feed forward and feedback controller are estimated by the proposed modified gradient method, where the system disturbances are assumed as filtered current regulation errors. After the compensation of the system disturbance from error information, the corresponding voltage is fed forward to control input to compensate for real disturbances. The proposed method robustly compensates the system disturbance and cross-coupling terms. It also shows a good real-time performance due to the simplicity of control structure. Through real experiments, the efficiency of the proposed method is verified.

Keywords : RMRAC, feed-forward compensation, statistical model, disturbance observer

I. 서론

기계시스템의 제어는 전동기에 대한 속도 혹은 위치에 대한 궤적제어로 분리된다. 정밀궤적제어를 구현하기 위해서는 우선 전동기를 포함한 전체적인 전기-기계 시스템 모델에 기반한 상위 제어가 의하여 토크가 계산되고, 전동기 전류제어기에 의하여 토크 제어가 실행된다. 예를 들면, 계산된 토크는 3상 영구자석 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)의 간접벡터제어 방법을 사용하여 실행된다[1,2]. 이러한 토크실행 성능은 전류제어 방식과 직접적인 관련이 있다. 고속운전과정에서, 역기전력에 대한 억제능력은 PMSM 전류제어기에서 핵심적인 성능지표라고 볼 수 있다.

산업계에서 PMSM에 대한 전류제어는 역기전력 보상이 추가된 비례-적분(Proportional-Integral, P-I) 제어를 흔히 채택하고 있다[3,4]. 역기전력 보상을 추가하면 전동기의 전류응답 및 기계적 동특성 (예를 들면 회전자 속도응답)에서 뚜렷한 성능개선을 가져온다. 하지만, 고속운전에서는 전동기의 인덕턴스 값의 불확실성에 의하여 정확한 보상이 어려운 문제점을 갖고 있다. 이로 인하여 전체 제어시스템 (궤적제어기, 전류제어기 및 전기-기계시스템의 통합)의 대역폭은 감소하게 된다[3]. 이러한 단점을 개선하기 위한 선행연구는 동기화 좌표계의 복소수 평면에서 P-I 전류제어기의 영점과 전류모델의 극점을 약분하는 방법에 기반을 두고 있다[3-6].

최근 프로세서 기술의 발전으로 산업로봇과 같은 정밀궤적제어 시스템에서, 제어기구조는 2계층으로 설계되는데 상위 제어기는 기계적인 동역학 모델에 기반한 토크계산루프

가 실행되고, 하위제어기는 토크정보에 대응되는 전류제어루프가 실행된다. 전류제어기 구조는 시스템의 전기-기계 통합 모델에 기반한 피드백-선형화 기법에서 출발하게 되므로 입력토크뿐만 아니라 토크/전류에 대한 미분정보도 계산되어야 한다[7-9]. 토크에 대한 미분은 결과적으로 전동기 회전자 속도에 대한 관측을 필수로 한다.

시변 극 배치 방법을 이용한 전류제어 기법은 전동기의 고정 좌표계에서 파라미터 추정이 이루어지고, 추정 값을 다시 동기화 좌표계로 변환하는 간접적인 방법이다[10,11]. 하지만, 외란이 존재하는 경우, 추정되는 파라미터는 참 값에 정확히 수렴하지 않거나 추정식의 적분연산에 의하여 발산하는 단점을 갖고 있다[12].

본 논문은 상기한 선행연구에 대비하여 PMSM의 동기화 좌표계에서 추종오차 정보로부터 외란 관측을 통한 RMRAC (Robust Model Reference Adaptive Control) 알고리즘을 제안하였다. 역기전력과 파라미터의 불확실성을 제어관점에서 일반적인 외란으로 간주하였다. 외란은 전류지령 추종오차에 대한 함수 값으로 제어입력에 전향보상을 실행하였고, 파라미터 추정에서는 전체 시스템의 안정성 및 외란에 대한 강인성을 고려하여 새로운 보정된 그라디언트 방법을 제시하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 전동기의 전류 모델에 대한 수학적 설명을 한다. III장에서는 확률 플랜트 모델에 기초한 전류제어기의 설계과정을 설명하고, IV장은 제어시스템에 대한 안정도 해석과정이며, V장에서는 시뮬레이션을 통한 이론적 해석과정, 효율성에 대한 실험적 검증이 이루어진다. VI장에서는 본 연구의 결과를 정리하였다.

II. 보정된 전동기 전압-전류 방정식

PMSM 회전자의 동기화 좌표계, d -축과 q -축에서, 전류모델은 다음과 같은 관계식으로 표시된다[9].

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2007. 11. 8., 채택확정 : 2008. 7. 23.

김홍철, 이장명 : 부산대학교 전자전기통신공학부

(hit_pnu@pusan.ac.kr/jmlee@pusan.ac.kr)

※ 이 논문은 2008년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(R01-2007-000-10171-0).

$$u_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d - L_q P i_q \omega_r \tag{1a}$$

$$u_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + L_d P i_d \cdot \omega_r + P \lambda \omega_r \tag{1b}$$

$$\tau = 3P[(L_d - L_q)i_d i_q + \lambda i_q^2] / 2 \tag{1c}$$

u_d, u_q 는 입력 전압을 표시하고, R, L_d 와 L_q 는 고정자의 저항, d -축, q -축 인덕턴스를 각각 표시한다. i_d, i_q 는 d -축과 q -축 상의 전류이고, λ 는 회전자 영구자석의 쇠교자속이며, ω_r, P 와 τ 는 회전자의 회전속도, 극 쌍수, 전동기의 토크를 각각 표시한다.

실제 응용에서 (1)의 파라미터에 대한 참 값들은 시변성을 갖는 불확실한 값이다. 파라미터 추정치를 사용하여 동가적인 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\dot{i}_d = -\frac{\hat{R}}{\hat{L}_d} \cdot i_d + \frac{1}{\hat{L}_d} \cdot (u_d - v_{ds}) \tag{2a}$$

$$\dot{i}_q = -\frac{\hat{R}}{\hat{L}_q} \cdot i_q + \frac{1}{\hat{L}_q} \cdot (u_q - v_{qs}) \tag{2b}$$

(2)에서 v_{ds} 와 v_{qs} 는 외란을 표시한다. (1)과 (2)로부터 외란과 파라미터 불확실성 사이의 관계식을 유도할 수 있다.

$$v_{ds} = (\eta_d R - \hat{R})i_d + (1 - \eta_d)u_d - \eta_d L_q i_q \omega_r \tag{3a}$$

$$v_{qs} = (\eta_q R - \hat{R})i_q + (1 - \eta_q)u_q + (\eta_q L_d i_d + \lambda)P \omega_r \tag{3b}$$

(3)에서 계수 값, η_d 와 η_q 는 \hat{L}_d/L_d 와 \hat{L}_q/L_q 를 각각 표시하며 인덕턴스 값의 불확실성에 대한 척도를 나타낸다. d -축에서 $a_d = \hat{R}/\hat{L}_d, b_d = 1/\hat{L}_d$ 로, q -축에서 $a_q = \hat{R}/\hat{L}_q, b_q = 1/\hat{L}_q$ 로 설정한다. (2)와 (3)으로부터 전류모델은 다음과 같다.

$$\dot{i}_l = \frac{b_l}{s + a_l} \cdot u_l - \frac{b_l}{s + a_l} \cdot v_{ls} \tag{4}$$

(4)에서 l 은 d -축 혹은 q -축 임을 뜻한다.

(3)으로부터 외란은 파라미터의 불확실성, 전류, 제어입력 및 회전자 속도의 함수임을 알 수 있다. 상기한 외란에 의하여 제어기는 전류추종 및 역기전력 보상에서 성능저하가 발생한다. 이것은 전류추종오차는 외란에 대한 어떠한 미지의 함수 임을 의미한다. 통계학적 관점에서 추종오차는 특정된 확률분포를 가지는 잡음으로 모델링 되고, 이러한 가정을 이용한 STR(Self Tuning Regulator) 적응제어 전략은 기존의 연구에서 흔히 사용되고 있다[13-15]. 실제응용에서 추종오차와 외란 사이의 관계는 정확한 모델링이 불가능하다. 하지만, 신호의 주파수 대역에서 보면 외란 정보의 강한 에너지 폭에 대응되는 주파수 영역은 추종오차의 주파수 대역으로부터 추출이 가능하다.

상술한 분석으로부터 본 논문에서는 위의 식들에서 도출된 외란을 추종오차에 대한 필터링된 값으로 간략화 하여 모델링 하였고, 이것을 RMRAC의 제어입력에 전향보상 하는 방법을 채택하였다. 전류모델은 최종적으로 확률모델 형식으로 (5)와 같이 보정한다.

$$i_l = \frac{b_l}{s + a_l} \cdot u_l - \frac{b_l \cdot H_l(s)}{s + a_l} \cdot \gamma_1 \cdot \omega_{e \max} \cdot e_l \tag{5}$$

e_l 은 측정된 전류와 참조모델 출력 사이의 추종오차를 의미하고, γ_1 은 외란 입력에 대한 계수 값을 표시하며, $\omega_{e \max}$ 는 외란의 최대 폭을 표시한다. $H_l(s)$ 는 (6)과 같이 1차 시스템 구조로 모델링 한다.

$$H_l(s) = -\frac{\omega_{dist}}{s + \omega_{dist}} \tag{6}$$

ω_{dist} 은 외란의 주파수 대역을 표시고 s 는 라플라스 연산자이다. (5)와 (6)으로부터 추정된 외란은 다음과 같이 표시된다.

$$\hat{v}_{ls} = -\frac{\omega_{dist}}{s + \omega_{dist}} \cdot \gamma_1 \cdot \omega_{e \max} \tag{7}$$

IV장의 안정도 해석과 5장의 효율성검증에서 (7)의 작용에 대하여 논의하기로 한다.

III. RMRAC 전류제어기설계

1. 전류추종 제어기의 참조모델

제한된 RMRAC 시스템에서, 적응제어기는 제어기와 전류 플랜트로 구성되는 전체시스템을 참조모델에 수렴시키는 기능을 수행한다. 참조모델 파라미터 값의 설정에 의하여 전류 지령에 대한 응답특성 및 강인성이 결정된다. 전류지령에 대한 원하는 응답특성 획득을 위하여 참조모델을 (8)과 같이 정의한다.

$$i_{ml} = \frac{\omega_{ml}}{s + \omega_{ml}} \cdot i_l^* \tag{8}$$

i_l^* 는 전류지령이고, i_{ml} 는 상응한 참조모델의 출력 값이 되며, ω_{ml} 는 전체 RMRAC 시스템의 대역폭을 나타낸다. (8)은 기존의 PI 전류제어기 설계에서 영점-극점 약분을 통한 임 출력 전달함수와 동일하다[3].

2. 제안된 RMRAC 제어법칙 및 제어 파라미터 설정방법

참조모델 추종을 위한 제어입력은 (9)와 같은 구조로 모델링 한다. θ_r 는 전향 보상계수를 의미하고, θ_{ii} 는 피드백 보상계수를 의미한다.

$$u_l = \theta_r(t) \cdot i_l^* + \theta_{ii}(t) \cdot i_l + \hat{v}_{ls} \tag{9}$$

상기한 계수들은 아래 절에서 보정된 그레디언트 추정기법에 의하여 실시간에 추정된다. (9)에서 \hat{v}_{ls} 는 (7)의 외란 관측기에 의하여 계산된다.

(3)으로부터 확인 할 수 있듯이 외란은 전류, 전압 및 회전자의 속도와 관련되는 복잡한 신호이고 고주파 특성을 가진다. 이 문제에 대하여 본 논문에서는 외란의 대역폭은 미리 설정된 참조모델에 비하여 크다고 가정을 한다. 대역폭 사이의 관계는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\omega_{dist} = \mu_l \omega_{ml} \tag{10}$$

(10)에서, μ_l 는 대역폭의 관계척도를 표시하며 1.0~50.0 범위

의 값으로, (7)의 입력계수, γ_1 는 1.0~100.0 범위의 값을 둔다. (3)으로부터 계수 값, η_d 와 η_q 이 1인 경우 다음과 같은 부등식이 성립한다.

$$|v_{ds}| = L_q P |i_q| |\omega_r| \leq \omega_{e,max} \quad (11a)$$

$$|v_{qs}| = L_d P |i_d| |\omega_r| + P |\lambda| |\omega_r| \leq \omega_{e,max} \quad (11a)$$

(11)로부터 외란의 최대폭, $\omega_{e,max}$ 의 근사 값을 결정 할 수 있다. 외란 관측기의 대역폭, ω_{disl} 는 $\omega_{e,max}$ 값 보다 크거나 같도록 구속조건을 둔다.

3. 보정된 그레디언트 방법을 이용한 파라미터 추정

제어기의 파라미터 추종오차를 다음과 같이 정의한다. φ_r 는 전향보상계수, θ_r 와 상응한 참값, $\hat{\theta}_r^*$ 사이의 오차를 표시하고, ψ_{li} 는 피드백 보상계수, θ_{li} 와 상응한 참값, $\hat{\theta}_{li}^*$ 사이의 오차를 표시한다. θ_r^* 와 θ_{li}^* 를 상수 값으로 보면 (12)와 (13)으로 각각 표시할 수 있다[16,17].

$$\theta_r^* = \frac{\omega_{ml}}{b_l} \quad (12)$$

$$\theta_{li}^* = \frac{a_l - \omega_{ml}}{b_l} \quad (13)$$

(12)와 (13)에는 PMSM의 파라미터 값들이 포함되어 있으므로 미지의 상수 값을 알 수 있다. 파라미터 추정은 (14)와 (15)로 표현되는 보정된 그레디언트 방법에 의하여 실행된다.

$$\dot{\hat{\theta}}_r = -\gamma_2 \omega_{ml} \text{sgn}(b_l) e_{li}^* - \gamma_3 \omega_{e,max} |e_l| \theta_r \quad (14)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_{li} = -\gamma_2 \omega_{ml} \text{sgn}(b_l) e_{li}^* - \gamma_3 \omega_{e,max} |e_l| \theta_{li} \quad (15)$$

γ_2, γ_3 은 적응이득을 표시한다. (14)와 (15)에서 오른쪽 첫 번째 항은 기존의 그레디언트 파라미터 추정기이고[17], 두 번째 항은 본 논문에서 제안한 보조 추정기이다. 보조 추정기는 시스템의 오차모델 (전류추종오차, 파라미터 추정오차)에서 비 안정한 영역의 면적을 감소하는 것에 기여한다. 그 결과로서 전류추종오차와 파라미터 추정오차는 “0” 근처로 수렴 한다. 4장의 안정도 해석과정과 5장의 효율성검증에서 이것을 확인 할 수 있다.

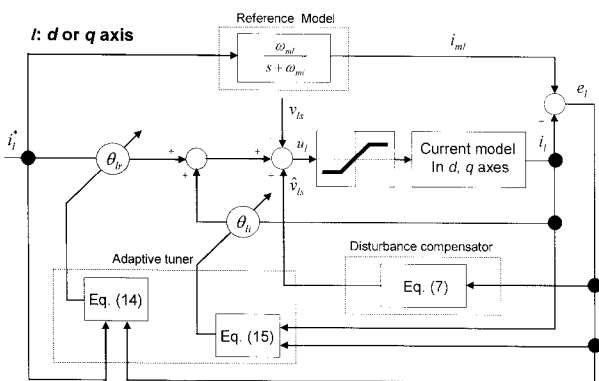


그림 1. 제안한 RMRAC 전류제어전략.
Fig. 1. Proposed RMRAC current control scheme.

그림 1은 본 논문에서 제안한 전류제어 전략을 도식화 한 것이다.

IV. 시스템 안정도 해석

먼저 시스템에 대한 Lyapunov 보조함수를 (16)과 같이 정의한다.

$$V_l = \frac{1}{2} (e_l^2 + \varphi_r^2 + \psi_{li}^2) \quad (16)$$

(16)에 대하여 미분하면 (17)과 같다.

$$\dot{V}_l = e_l \cdot \dot{e}_l + \varphi_r \cdot \dot{\varphi}_r + \psi_{li} \cdot \dot{\psi}_{li} \quad (17)$$

(4), (14)와 (15)로부터 다음과 같이 전류추종오차에 미분 방정식을 유도할 수 있다.

$$\dot{e}_l = -\omega_{ml} e_l + b_l i_l \psi_{li} + b_l i_{ml} \varphi_r + b_l (\hat{v}_{ls} - v_{ls}) \quad (18)$$

(14), (15)과 (18)을 (17)에 대입 후 정리하면 다음과 같은 부등식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_l \leq & -\Gamma e_l^2 - \gamma_3 \omega_{e,max} |e_l| \cdot \zeta_l^2 \\ & + |e_l| \left[\frac{1}{4} \gamma_3 \omega_{e,max} (\theta_r^{*2} + \theta_{li}^{*2}) + |b_l| |v_{ls}| \right] \end{aligned} \quad (19)$$

(19)에서 Γ 와 ζ_l 는 (20)과 (21)로 각각 정리된다.

$$\Gamma = \omega_{ml} + \frac{\gamma_1 b_l \omega_{disl} \omega_{e,max}}{s + \omega_{disl}} \quad (20)$$

$$\zeta_l = \sqrt{(\varphi_r + \frac{1}{2} \theta_r^*)^2 + (\psi_{li} + \frac{1}{2} \theta_{li}^*)^2} \quad (21)$$

(19), (20)과 (21)로부터 다음과 같은 부등식으로 정리하면

$$\dot{V}_l \leq -|e_l| \cdot [\Gamma |e_l| + \gamma_3 \omega_{e,max} \zeta_l^2 - C_l] \quad (22)$$

와 같다. 위 식에서 상수 값, C_l 는 다음과 같다.

$$C_l = \omega_{e,max} \left[\frac{1}{4} \gamma_3 (\theta_r^{*2} + \theta_{li}^{*2}) + |b_l| \right] \quad (23)$$

정리 1[18]: 다음과 같은 시스템 운동방정식이 있다고 하자.

$$\dot{x} = f(x) \quad x: R^n \rightarrow R^n \quad (24)$$

Ω 를 방정식(22)의 평형 점 부근의 영역이라고 가정하고, Ω^c 를 Ω 의 보집합이라고 가정한다. 영역, Ω^c 에서 상태벡터, x 에 대하여 연속적인 편 미분이 존재하는 스칼라 함수, $V(x)$ 가 존재할 때 다음과 같은 조건을 동시에 만족하면 방정식(24)의 해는 모든 시간영역, $t \geq 0$ 에 대하여 유한하다. 1) $V(x) > 0, \forall x \in \Omega^c$ 2) $\dot{V}(x) \leq 0 \forall x \in \Omega^c$ 3) $V(x) \rightarrow \infty$ as $\|x\| \rightarrow \infty$.

정리 1로부터 (14), (15)와 (18)은 (24)의 형식으로 표시되며 (16)은 대응되는 스칼라 함수이다. (22)으로부터 영역, Ω_l 는 다음과 같이 표시된다.

$$\Omega_l = \{ (e_l, \varphi_r, \psi_{li}) \mid \Gamma |e_l| + \gamma_3 \omega_{e,max} \zeta_l^2 - C_l \leq 0 \} \quad (25)$$

정리 1에 근거하면 주어진 영역, Ω_i^c 에서 미분방정식 (14), (15)과 (18)의 해는 유한함을 알 수 있다. 즉, 시스템은 안정하다는 것이 증명되었다.

V. 제안한 방법의 효율성 검증

효율성 검증과정은 시뮬레이션과 실험으로 나눈다. 시뮬레이션에서는 제안한 RMRAC 전류제어기는 기존의 역기전력 보상기능이 추가된 P-I전류제어기, 외란 관측기 적용 전 MRAC(Model Reference Adaptive Control) 제어기에 비하여 넓은 대역폭과 강인성을 가지는 것을 해석적으로 보여주고, 파라미터 설정 값에 따른 시뮬레이션 결과로부터 파라미터 설정방법의 적합성 및 참조모델에 대한 추종성능을 보여준다. 실험에서는 PMSM 회전자의 전기적 동기화 속도(Electrical Synchronous Speed, ESS, 극 쌍수와 회전자의 속도를 곱한 값)에 비하여 상대적으로 낮은 대역폭의 설정조건에서, 역기전력 보상기능을 갖춘 P-I 전류제어기[6]의 전류 계단응답에 대한 성능비교결과와, 상위레벨에서 anti-wind-up P-I 속도제어기를 추가한 경우, 전류제어기의 성능이 속도제어에 미치는 영향을 분석하게 된다. 시뮬레이션에서 사용되는 모터의 기계 동역학 모델은 (26)과 같다.

$$J\ddot{\theta}_r + F_r\dot{\theta}_r + T_L = \tau \tag{26}$$

모터의 파라미터는 표 1에 정리하였다.

1. 시뮬레이션결과

그림 2는 전류 계단입력에 대한 시뮬레이션 결과이다. 최대 입력은 30A로 설정하였다. 그림 2(b)에서 확인 할 수 있듯이 회전자의 최대속도는 5000rad/s (796HZ)에 근접한다. 원하는 동특성 획득을 위하여 참조모델의 대역폭, ω_{ml} 와 P-I 전류제어기의 원하는 대역폭, ω_b 는 10000rad/s (1592HZ)로 설정하였다. P-I 전류제어기에서 P-게인, I-게인 값에 대한 설정방법은 아래와 같은 규칙에 의하여 정해진다[3].

$$K_{pl} = \hat{L}_i \omega_b \tag{27}$$

$$K_{il} = K_{pl} \hat{R} / \hat{L}_i \tag{28}$$

P-I 전류제어기에서, 인덕턴스 값의 불확실성에 대한 척도, η_i 는 0.95와 1.05인 두 가지 경우의 값을 두었다. RMRAC 전류제어기에서, $\omega_{e\max}$ 와 ω_{dist} 는 동일한 값으로 설정하였다. 기타 파라미터 값들은 다음과 같다. $\gamma_1 = 50.0$, $\gamma_2 = 10.0$, $\gamma_3 = 10.0$, $\mu_i = 10.0$.

표 1. PMSM 파라미터.

Table 1. Parameters of PMSM.

R	16.571 Ω
L_d	0.296H
L_q	0.378H
λ	1.32Wb.turn
P	2.0
F_v	0.057N · m / rad / sec
J	8.58 × 10 ⁻⁴ Kg · m ²

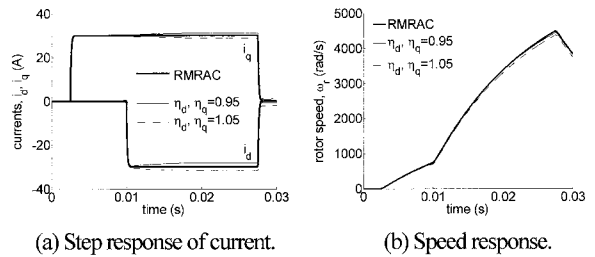


그림 2. P-I 전류제어기와 RMRAC 전류제어기 성능비교결과. Fig. 2. Comparison results of P-I controller and RMRAC.

위의 파라미터 설정에 의하여 RMRAC 시스템은 오버슈트 또는 정상상태 오차가 없이 참조모델을 정확히 추종한다는 것을 확인 할 수 있다(그림 2(a) 실선). 반면에, P-I 전류제어기는 η_i 에 의하여 전류의 과도상태에서 d -축과 q -축 사이에서 상호 커플링 요소가 존재하고, 전류의 과도구간에서 회전자 속도의 증가에 따라 오차가 증가한다(그림 2(a) 점선). (27)과 (28)을 η_i 와 P-I 전류제어기 게인 사이의 관계식으로 표현하면 다음과 같다.

$$K_{pl} = \eta_i L_i \omega_b \tag{29}$$

$$K_{il} = K_{pl} R / \eta_i L_i \tag{30}$$

(29)와 (30)은 인덕턴스의 불확실성은 P-I 전류제어기의 게인 값에 영향을 주는 근거가 된다. 이로 인하여 고속운전에서 영점-극점 약분이 정확히 이루어지지 않게 된다.

그림 3의 시뮬레이션에서, RMRAC 전류제어기 파라미터 설정은 μ_i 를 제외하고 그림 2의 조건과 동일하다. μ_i 값이 "1"보다 작은 경우, 오버슈트, d -축과 q -축 사이의 커플링과 채터링 현상이 발생한다는 것을 확인 할 수 있다(그림 3(a) 점선참조). 또한 μ_i 값의 증가에 따라서 상기한 성능저하가 점차적으로 개선됨을 알 수 있다. 이러한 현상은 (25)에서 표시된 RMRAC 시스템의 비 안정한 영역의 증가 또는 감소로 해석할 수 있다. 반면에 μ_i 값을 "1"로 설정한 경우(그림 3(a) 실선)에는 전류응답이 뚜렷이 개선되었음을 확인 할 수 있다.

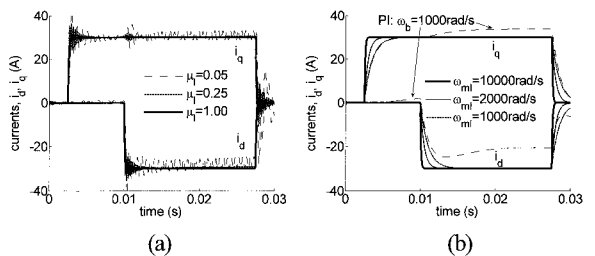


그림 3. 파라미터 불확실성에 대한 강인성 및 제어기 파라미터 설정방법의 적합성 검증. (a) 파라미터 설정에 따른 전류 계단응답. (b) 대역폭 설정에 따른 참조모델 추종효과.

Fig. 3. Verification of the insensitivity of the parameters and suitability of the parameter design rule. (a) Influence of the step current response with different parameter settings. (b) Model following results with different BW(Band Width) selection.

그림 3에서 참조모델의 대역폭, ω_{mi} 의 값을 1000rad/s (160 Hz), 2000rad/s (320Hz), 10000rad/s (1592Hz) 3가지 경우로 설정하였다. P-I 전류제어기에서 대역폭, ω_b 는 1000rad/s (160Hz)로, η_i 는 0.95의 값으로 설정하였다. 그림 3(b)에서 P-I 전류제어기의 대역폭을 PMSM의 최대 ESS에 대비하여 매우 작게 설정한 결과 d -축과 q -축 상에서 큰 오차가 발생하였다. 이것은 P-I 전류제어기의 대역폭이 (3)으로 표시되는 외란에 의하여 감소됨을 알 수 있다. 이러한 원인으로 P-I 전류제어기는 일반적으로 전류 추종오차의 감소를 위하여 대역폭 설정에서 정격 ESS 값보다 크게 설정한다(그림 2(a)와 3(b) 비교 참조). 위와 동일한 조건에서 RMRAC 전류제어기의 대역폭은 외란에 둔감하며 참조모델을 정확히 추종한다는 것을 확인할 수 있다. 즉, RMRAC 시스템은 넓은 대역폭을 가지는 것을 설명한다.

그림 4와 5는 기존의 MRAC 제어기(외란 관측기 적용 전)와 RMRAC 전류제어기 사이의 성능비교 결과이다. 종 좌표는 (14), (15)와 (18)로 구성되는 오차모델의 상태 값을 표시한다. 시뮬레이션 방식과 파라미터 설정 조건은 그림 1과 동일하다.

그림 4에서 확인할 수 있듯이 파라미터 추정오차는 “0”영역으로 수렴하였지만 전류 추종오차는 매우 큰 값을 보인다. 반대로, 그림 5에서처럼 외란 관측기를 적용한 후 파라미터 추정오차와 전류 추종오차는 동시에 “0”영역으로 수렴한다는 것을 알 수 있다. 또한 전류의 과도상태에서 상호적인 커플링 현상이 발생하지 않는다는 것을 확인할 수 있다.

2. 실험적 검증

그림 6은 알고리즘 검증을 위한 실험시스템 구성 도이다. Microchip 사의 dsPIC30F4012 신호처리기에서 알고리즘 연산

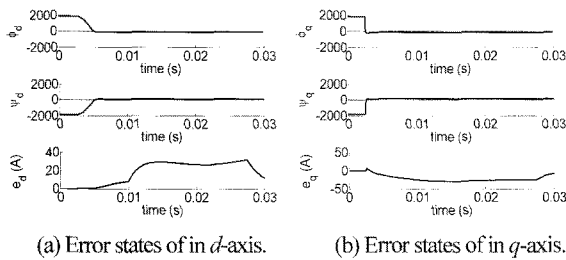


그림 4. 기존의 MRAC(외란관측기 적용 전)제어기 성능. Fig. 4. Performance of conventional MRAC(before applying the disturbance observer).

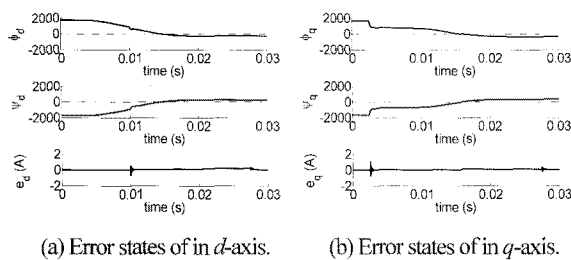


그림 5. 기존의 RMRAC(외란관측기 적용 후)제어기 성능. Fig. 5. Performance of conventional RMRAC(after applying the disturbance observer).

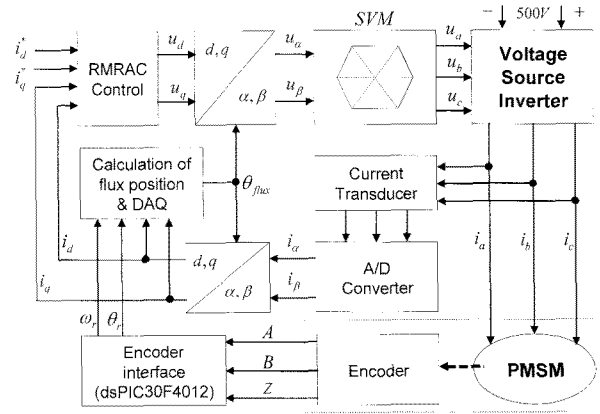


그림 6. 실험시스템 블록다이어그램. Fig. 6. Block diagram of the experimental system.

이 이루어진다. 제어주기는 10^{-4} 로 설정하였다. 좌표변환은 크락-변환을 통하여 정지 좌표계의 i_α 와 i_β 가 계산되며, 파크-변환을 통하여 동기화 좌표계의 i_d 와 i_q 가 계산되고, 동기화 좌표계의 RMRAC 알고리즘에 의하여 계산된 전압, u_d 와 u_q 는 역 파크-변환을 통하여 정지 좌표계의 u_α 와 u_β 로 변환된다[1,2]. 전압, u_α 와 u_β 를 입력으로 SVM (Space Vector Modulation) 알고리즘을 사용하여 3상 전압 u_a , u_b 와 u_c 를 발생시켜 PMSM의 구동이 실행된다[1,2].

그림 7은 제안한 RMRAC와 P-I 전류제어기의 성능비교 결과이다. 실험과정은 계단응답을 관찰하는 방법을 사용하였고 관측구간은 3초 주기로 설정하였다. 대역폭은 PMSM의 정격 ESS의 1/2 값, 157rad/s (25Hz)로 설정하였다. RMRAC 전류제어기에서, 파라미터 설정은 그림 2의 조건과 동일하다. 그림 7(a)에서 P-I 전류제어기를 실행한 결과 d -축과 q -축 전류의 과도구간에서 서로 커플링 현상이 발생하였다. 이와 반면에, RMRAC 전류제어기는 역기전력이 대부분 억제되어 d -축과 q -축 상의 과도구간에서 서로 영향을 주지 않는다. 그 결과로서, P-I 전류제어기 실행에 의한 속도응답은 d -축 전류가 0A로부터 -2A로 변화하는 구간에서 오버슈트가 발생하는 반면에 RMRAC 전류제어기 실행에서는 속도응답이 커플링 요소의 영향을 받지 않는다(그림 7(b) 참조).

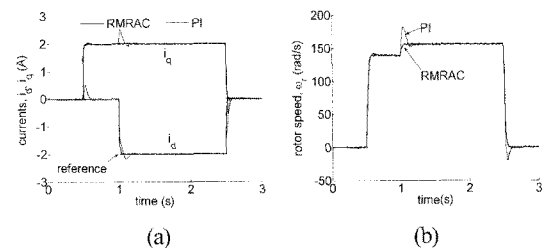


그림 7. 전류지령에 대한 계단응답 특성비교실험. 전류제어기 대역폭: 157rad/s (25Hz). (a) 계단입력에 대한 d, q-축 상의 전류응답. (b) 회전자 속도응답. Fig. 7. Comparison result of the response of the step input current. BW: 157rad/s (25Hz). (a) Current response for step input in d, q axis. (b) Response of the rotor speed.

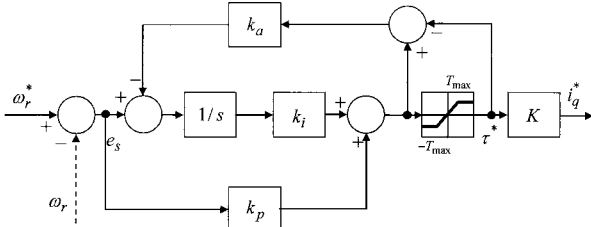
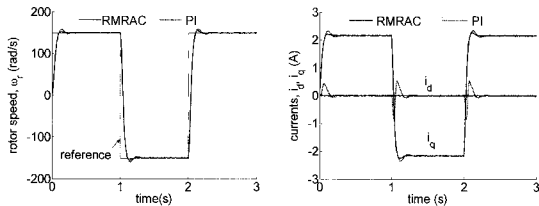


그림 8. Anti-wind-up P-I 속도제어기의 구성.
Fig. 8. Configuration of the anti-wind-up P-I speed controller.

표 2. 속도제어기 파라미터.
Table 2. Parameters of speed controller.

k_i	k_p	k_a	T_{max}	K
56.52	1.5	0.67	8.5	0.26



(a) Speed response for step input. (b) Response of current in d, q axis.

그림 9. 속도지령에 대한 계단응답 특성비교실험.
Fig. 9. Comparison result of the response of the step input speed.

그림 8은 PMSM 제어시스템 상위레벨에서 실행되는 anti-wind-up P-I 속도제어기의 알고리즘 블록이다[19]. (1c)로부터 토크 상수, K 는 $2/3P\lambda$ 와 같다. 속도제어기 파라미터 값들은 표 2에 정리하였다.

그림 9(a)는 계단 속도지령을 150rad/s로 설정하였을 때의 속도응답곡선이고 그림 9(b)는 속도의 변화에 따른 PMSM의 d -축과 q -축 상의 전류변화 곡선이다. d -축의 전류지령치는 0A로 설정하였고 대역폭 설정은 그림 7의 실험과 동일하다. 그림 9(a)에서 확인할 수 있듯이 P-I 전류제어기에 대응되는 속도응답은 RMRAC 전류제어기에 대응되는 속도응답에 비하여 오버슈트가 더 크게 발생하였다. 이러한 현상은 그림 9(b)의 전류응답에서, P-I 전류제어기와 RMRAC 전류제어기의 오버슈트 비교결과로부터 확인할 수 있다. 그림 7의 실험결과와 마찬가지로 P-I 전류제어기에서 d -축 상의 전류는 q -축 전류의 순시적인 변화에 영향을 받게 되는 것을 알 수 있다. 반면에 RMRAC 전류제어기는 d -축과 q -축이 서로 디커플링 되었다.

VI. 결론

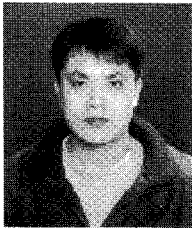
본 논문에서는 PMSM의 동기화 좌표계에서의 전류모델을 외란을 고려한 확률적인 모델로 새롭게 정의하였다. 제어시스템에서, 추종오차는 외란의 어떠한 미지의 함수라는 특성을 이용하여 외란을 추종오차에 대한 함수 값으로 가정을 하여 간단한 구조의 외란 관측기를 설계하였다. 또한, 외란 관측기의 출력을 기존의 MRAC 제어입력에 전향 보상을하는 방법을 제안하였으며 파라미터 추정기법에서 보정된 그레디언

트 방법을 새롭게 적용하여 파라미터 수렴의 안정성을 Lyapunov 방법에 의해 보였으며 정확성을 개선하였다. 시뮬레이션을 통한 해석결과, 제안한 RMRAC 전류제어기는 기존의 역기전력 보상을 통한 P-I 전류제어기에 비하여 넓은 대역폭과 강인성을 가지는 것을 보였으며, 동시에 보정된 그레디언트 방법과 외란 관측기를 복합하는 방법은 오차모델의 상태들을 작은 범위로 제한한다는 것을 확인하였다. 실험을 통하여 RMRAC 전류제어기가 외란에 대한 둔감한 특성을 가짐을 확인하였고, 전류제어기의 성능개선과 더불어 상위 속도제어기의 성능도 개선됨을 검증하였다. 외란관측기의 최적화 구조 설계방법, 스펙트럼 해석론에 기초한 외란신호에 대한 인식방법 및 모델링 방법은 향후의 연구 및 개선점이다.

참고문헌

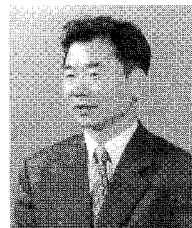
- [1] J.-K. Seok, J.-K. Lee, and D.-C. Lee, "Sensorless speed control of permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 53, no. 2, pp. 399-405, Apr. 2006.
- [2] Florent Morel, Jean-Marie Re'tif, Xuefang Lin-Shi, and Claire Valentin, "Permanent magnet synchronous machine hybrid torque control," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 55, no. 2, pp. 501-512, Feb. 2008.
- [3] H. B. Kim and Robert D. Lorenz, "A virtual translation technique to improve current regulator," *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany*, pp. 487-493, June 2004.
- [4] H. Le-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real-time predictive controller for permanent-magnet synchronous servo drives," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 7, no. 3, pp. 551-559, July 1992.
- [5] J. Holtz, "The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs," *IEEE Trans on Ind. Elec.*, vol. 42, no. 3, pp. 263-271, June 1995.
- [6] F. Briz, M. W. Degner, and R.d. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors," *IEEE Trans on Ind. Appl. conference*, pp. 1424-1432, Nov./Dec. 1999.
- [7] R.-J. Wai and L.-J. Chang, "Adaptive stabilizing and tracking control for a nonlinear inverted-pendulum system via sliding-mode technique," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 53, no. 2, pp. 674-692, Apr. 2006.
- [8] X. Yue and D. M. Vilathgamuwa, "Robust adaptive control of a three-axis motion simulator with state compensators," *IEEE/ASME Trans. On Mechatronics*, vol. 10, no. 4, pp. 437-448, Aug. 2005.
- [9] G. Zhu, L.-A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, "Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque compensator," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 47, no. 2, pp. 346-355, April 2000.
- [10] H. Kim and R. D. Lorenz, "Improved current regulators for IPM machine drives using on-line parameter estimation," *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 86-91, Oct. 2002.
- [11] L. Harnefors and H. Nee, "Model-based current control of AC Machines using the Internal Model Control," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 133-141, Feb. 1998.
- [12] C.-J. Zhang, "Adaptive induction machine current control using internal model principle," *Proceeding of the 2004 American*

- Control Conference Boston, Massachusetts*, pp. 82-83, June 2004.
- [13] C. Cavallaro, A. O. DiTommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo, and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 52, no. 4, pp. 1153-1160, Aug. 2005.
- [14] H. Akai, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Dec. 1996.
- [15] Y. Hayasgi, N. Sato, and K. Tadagasgi, "A novel control of a current source active filter for AC power system harmonic compensation," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 27, no. 2, pp. 380-385, April 1991.
- [16] R. H. Middleton and G. C. Goodwin, "Adaptive control of time-varying linear systems," *IEEE Transaction On Automatic Control*, vol. 33, no. 2, pp. 150-155, Feb. 1988.
- [17] K. S. Narendra, A. M. Annaswamy, and R. P. Singh, "A general approach to the stability analysis of adaptive systems," *Int. J. Control* 41: 193-216, 1985.
- [18] J. P. LaSalle, "Some extensions of Lyapunov's second method," *IRE Transaction on Circuit Theory*, vol. 7, no. 4, pp. 520-527, Dec. 1960.
- [19] J. N. Lygouras, "DC thruster controller implementation with integral anti-wind-up compensator for underwater ROV," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 79-94, Nov. 2004.



김 홍 철

1999년 중국 하얼빈 공업대학 제어계측 공학과 졸업. 2006년 부산대학교 전자공학과 석사. 2006년~현재 부산대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 로봇틱스, 비선형제어.



이 장 명

1980년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1982년 동 대학원 석사. 1990년 University of Southern California 전자공학과 졸업(공학박사). 1992년~현재 부산대학교 전자전기통신공학부 교수. 관심분야는 로봇틱스, 지능제어 및 센서네트워크.