

외란보상기를 이용한 영구자석 동기전동기에 대한 참조모델 건실적응제어기의 성능개선

論 文

57-5-18

Performance Enhancement of RMRAC Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor using Disturbance compensator

金 弘 哲* · 林 勳** · 李 章 明†
(Hong-Zhe Jin · Hoon Lim · Jang-Myung Lee)

Abstract - A simple RMRAC (Robust Model Reference Adaptive Control) scheme for the PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) is proposed in the synchronous frame. A current control of PMSM is the most inner loop of electro-mechanical driving systems and it requires a fast and simple control law to play a foundation role in the control hierarchy. In the proposed synchronous current model, the input signal is composed of a calculated voltage by proposed adaptive laws and real system disturbance. The gains of feed-forward and feedback controllers are estimated by the proposed modified Gradient method respectively, where the system disturbances are assumed as filtered current tracking errors. After the estimation of the system disturbances from the tracking errors, the corresponding voltage is fed forward to control input voltage to compensate for the disturbances. The proposed method is robust against high frequency disturbance and has a fast dynamic response. It also shows a good real-time performance due to its simplicity of control structure. Through the simulations and real experiments, efficiency of the proposed method is verified.

Key Words : RMRAC, Statistical Current Model, Disturbances, Modified Gradient method

1. 서 론

산업현장에서 물체의 반송을 목적으로 하는 로봇 및 기타 기계시스템의 제어는 속도, 위치에 대한 궤적제어로 분리되는 경우가 많다. 정밀궤적제어를 구현하기 위해서는 우선 전동기를 포함한 전체적인 전기·기계 시스템의 동적인 모델에 기초한 제어법칙에 의하여 토크가 계산되고 전동기의 전류제어에 의하여 토크가 실행된다. 예를 들면, 계산된 토크는 3상 영구자석 전동기의 간접벡터제어 방법을 사용하여 실행된다[1, 2]. 이러한 토크실행 성능은 전동기의 전류제어 방식과 깊이 관련된다.

산업계에서 3상 영구자석 전동기에 대한 전류제어는 역기전력 보상이 추가된 비례-적분 제어를 일반적으로 사용하고 있다 [2]. 역기전력에 대한 보상기능을 추가하면 전동기의 전류응답 및 동특성이 개선 될 수 있다. 하지만, 고속운전에서 전동기 전류모델 파라미터의 불확실성에 일정한 영향을 받게 된다[2, 3]. 이러한 단점을 극복하기 위한 선행연구는 복소평면에서 비례-적분제어의 영점과 전류플랜트 모델의 극점을 약분하는 방법에 기반을 두고 있다[4].

최근 프로세서 기술의 발전으로 산업로봇과 같은 정밀 제어 시스템에서 제어기의 구조는 2계층으로 설계되는데 상위

제어기는 기계적인 동역학 모델에 기초한 토크계산루프가 실행되고, 하위제어기는 토크정보에 대응되는 전류제어루프가 실행된다. 전류제어기 구조는 시스템의 전기-기계 통합 동역학 모델에 기초한 피드백-선형화 기법에서 출발하게 되므로 입력토크뿐만 아니라 토크/전류에 대한 미분정보도 계산되어야 한다[5]. 토크에 대한 미분은 결과적으로 전동기 회전자 가속도에 대한 관측기가 필수적으로 이루어져야 한다. 가속도 관측기를 사용하여 기준전류에 대한 미분 값을 계산한 후 궤적제어를 실행하려면 제어연산의 복잡성 때문에 산업로봇과 같은 다 자유도 기계시스템에서는 고속 프로세서를 통하여 구현되어야 한다. 이러한 전류제어기 설계방법은 전기·기계 동역학 모델에 기반 한 것이 특징이다.[6].

시변 극 배치 방법을 이용한 전류제어 기법은 고정좌표계에서 파라미터 추정이 이루어지고, 추정 값을 다시 동기좌표계로 변환하는 간접적인 방법이다. 하지만 외란이 존재하는 경우, 추정되는 파라미터는 참값에 정확히 수렴하지 않거나 추정식의 적분연산에 의하여 발산하는 단점이 있다 [7, 8].

본 논문은 상기한 선행연구에 대비하여 3상 영구자석 전동기의 동기화 좌표계에서 추종오차 정보로부터 외란보상을 통한 RMRAC 알고리즘을 제안한다. 역기전력과 파라미터의 불확실성을 제어관점에서 보는 일반적인 외란으로 간주하였다. 외란은 전류궤적 추종오차에 대한 필터링 된 값으로 제어입력에 전향보상을 실행하였고, 파라미터 추정기법에서는 전체 시스템의 안정성 및 외란에 대한 강인성을 고려하여 보정된 그래디언트 방법을 새롭게 적용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 전동기의 전류 모델에 대한 수학적 설명을 한다. 3장에서는 확률 플랜트

* 正 會 員 : 釜 山 大 學 校 電 子 電 氣 通 信 工 學 部 博 士 課 程

** 學 生 會 員 : 釜 山 大 學 校 電 子 電 氣 通 信 工 學 部 碩 士 課 程

† 교 신 저 자 , 正 會 員 : 釜 山 大 學 校 電 子 電 氣 通 信 工 學 部
教 授 · 工 學 博 士

E-mail: jmlee@pusan.ac.kr

接 受 日 子 : 2007 年 12 月 14 日

最 終 完 了 : 2008 年 3 月 26 日

모델에 기초한 전류제어기의 설계과정을 설명하고, 4장은 제어시스템에 대한 안정도 해석과정이며, 5장에서는 시뮬레이션을 통한 이론적 해석과정, 효율성에 대한 실험적 검증이 이루어진다. 6장에서는 본 연구의 결과를 정리하였다.

2. 전류방정식에 대한 확률적인 모델링

전동기 동기화 좌표계, d -축과 q -축에서, 전류 방정식은 다음과 같은 식으로 표시된다[9].

$$u_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d - L_q i_q \omega \quad (1a)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + L_d i_d \omega + P\lambda \omega \quad (1b)$$

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

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

실제 응용에서 식(1)의 파라미터에 대한 참 값은 시변성을 갖는 불확실한 값이다. 파라미터 추정치를 이용한 등가적인 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

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

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

식(2)에서 v_{ds} 와 v_{qs} 는 시스템 외란을 표시하며 식(1), (2)로부터 다음과 같이 유도된다.

$$v_{ds} = (\eta_1 R - \hat{R})i_d + (1 - \eta_1)u_d - \eta_1 L_q i_q \omega \quad (3a)$$

$$v_{qs} = (\eta_2 R - \hat{R})i_q + (1 - \eta_2)u_q + \eta_2 P L_d i_d \omega + \lambda \omega \quad (3b)$$

식(3)에서 계수 값, η_1 과 η_2 는 각각 \hat{L}_d/L_d 와 \hat{L}_q/L_q 를 표시하며 인덕턴스 값의 불확실성에 대한 척도를 나타낸다. d -축 방향에서, $a_d = R/L_d$, $b_d = 1/L_d$ 로, q -축 방향에서, $a_q = R/L_q$, $b_q = 1/L_q$ 로 설정한다. l 은 d -축 혹은 q -축을 표시한다. 식(2), (3)로부터 전류모델은 다음과 같다.

$$\dot{i}_l = \frac{b_l}{s + a_l} u_l - \frac{b_l}{s + a_l} v_{ls} \quad (4)$$

s 는 라플라스 연산자를 의미한다.

식(3)으로부터 확인 할 수 있듯이 시스템 외란은 파라미터의 불확실성, 전류, 제어입력 및 회전자 속도와 직접 관련이 있다. 시스템 외란에 의하여 제어기는 전류추종 및 역기 전력 보상에서 성능 저하가 발생하게 된다[2, 3]. 전류추종오차는 시스템 외란에 대한 어떠한 미지의 함수임을 의미한다. 통계학적 관점에서 추종오차는 특정된 확률분포를 가지는 노이즈로 모델링되고, 이러한 가정을 이용한 STR (Self Tuning Regulator) 적응제어 전략은 기존의 연구에서 흔히 사용되고 있다[10, 11]. 실제응용에서 추종오차와 외란사이의 관계는 정확한 모델링이 불가능하다. 하지만, 신호의 주파수 대역에서 보면 외란정보의 강한 에너지 폭에 대응되는 주파

수 영역은 추종오차의 주파수 대역으로부터 추출이 가능하다.

상술한 분석으로부터 본 논문에서는 위에서 정의된 외란을 추종오차에 대한 필터링 된 값으로 간략화하여 모델링하였고, 이것을 RMRAC의 제어입력에 전향보상 하는 방법을 채택하였다. 전류플랜트 모델은 최종적으로 확률모델 형식으로 식(5)와 같이 보정 할 수 있다.

$$\dot{i}_l = \frac{b_l}{s + a_l} u_l - \frac{b_l H_l(s)}{s + a_l} \gamma_1 \omega_{\max} e_l \quad (5)$$

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

$$H_l(s) = -\frac{\omega_{dsl}}{s + \omega_{dsl}} \quad (6)$$

ω_{dsl} 은 외란의 주파수 대역을 표시한다. 식(5), (6)에 의하여 추정된 외란은 다음과 같다.

$$\hat{v}_{ds} = -\frac{\omega_{dsl}}{s + \omega_{dsl}} \gamma_1 \omega_{\max} \quad (7)$$

4장의 안정도 해석과 5장의 효율성검증에서 식(7)의 작용에 대하여 논의하기로 한다.

3. RMRAC제어기 설계

3.1 전류추종 제어기의 참조모델

제안한 RMRAC 시스템에서, 적응제어기는 제어기와 전류플랜트로 구성되는 전체 시스템을 참조모델에 수렴시키는 기능을 수행한다. 때문에 참조모델 파라미터 값의 설정에 의하여 기준 전류에 대한 응답특성 및 강인성이 결정된다. 기준전류에 대한 원하는 응답특성 획득을 위하여 참조모델을 식(8)과 같이 정의한다.

$$i_{ml} = \frac{\omega_{ml}}{s + \omega_{ml}} i_l^* \quad (8)$$

i_l^* 는 원하는 기준전류이고, i_{ml} 는 대응되는 참조모델의 출력 값이 되며, ω_{ml} 는 전체 RMRAC 시스템의 대역폭을 나타낸다. 식(8)은 기존의 비례-적분 제어기설계에서 영점-극점 약분을 통한 입출력 전달함수와 동일한 구조를 갖는다[2].

3.2 제안한 RMRAC 제어법칙 및 파라미터 설정

참조모델 추종을 위한 제어입력은 식(9)와 같은 구조로 모델링한다.

$$u_l = \theta_{lr} i_l^* + \theta_{li} i_l + \hat{v}_{ls} \quad (9)$$

θ_{lr} 는 전향 보상계수를 의미하고, θ_{li} 는 피드백 시변보상계수를 표시한다. 상기한 계수 값들은 아래 절에 설명될 보정된 그레디언트 추정기법에 의하여 실시간에 추정된다. \hat{v}_{ls} 는 식(7)의 외란보상기에 의하여 계산된다.

식(3)으로부터 확인 할 수 있듯이 외란 값은 전류, 전압, 회전자속도의 크기와 관련되고 고주파 특성을 가진다. 때문에 외란의 대역폭은 미리 설정된 참조모델의 대역폭보다 큰 값을 가진다고 볼 수 있다. 두 대역폭 사이의 관계는 다음과 같이 표시된다.

$$\omega_{disl} = \mu_l \cdot \omega_{ml} \quad (10)$$

식(10)에서, μ_l 은 대역폭의 관계 척도를 표시하며 1.0-5.0 범위 값으로, 입력계수, γ_1 은 1-10.0 범위의 값을 둔다. 계수 값, η_1 과 η_2 이 1인 경우 다음과 같은 부등식이 성립한다.

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

$$|v_{ds}| \leq L_d \cdot P \cdot |i_d| \cdot |\omega_r| + P \cdot |\lambda| \cdot |\omega_r| \leq \omega_{max} \quad (11b)$$

식(11)로부터 근사한 ω_{max} 값을 결정 할 수 있다. 외란의 대역폭, ω_{disl} 는 ω_{max} 값 보다 크거나 같도록 구속조건을 둔다.

3.3 보정된 그레디언트 방법을 이용한 파라미터 추정

제어기의 파라미터 추종오차를 다음과 같이 정의한다. ϕ_l 는 전향보상계수 θ_{lr} 와 대응되는 참값 θ_{lr}^* 사이의 오차를 표시한다. ψ_l 는 피드백 보상계수 θ_{li} 와 대응되는 참값 θ_{li}^* 사이의 오차를 표시한다. θ_{lr}^* 와 θ_{li}^* 값을 상수로 보면 각각 (12), (13) 식으로 표시된다[11].

$$\theta_{lr}^* = \frac{b_{ml}}{b_l} \quad (12)$$

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

식(12), (13)에서 확인 할 수 있듯이 상기한 파라미터에는 전동기의 파라미터 값이 포함되므로 미지의 상수 값이 된다. 파라미터 추정은 다음과 같은 규칙에 의하여 실행된다.

$$\phi_{lr} = -\gamma_2 \cdot \omega_{ml} \cdot \text{sgn}(b_l) \cdot e_l \cdot i_l^* - \gamma_3 \cdot \omega_{disl} \cdot |e_l| \cdot \theta_{lr} \quad (14)$$

$$\phi_{li} = -\gamma_2 \cdot \omega_{ml} \cdot \text{sgn}(b_l) \cdot e_l \cdot i_l - \gamma_3 \cdot \omega_{disl} \cdot |e_l| \cdot \theta_{li} \quad (15)$$

식(14), (15)에서 γ_2 , γ_3 는 적응이득을 표시한다.

4. 시스템 안정도해석

먼저 시스템에 대한 Lyapunov 함수를 식(16)과 같이 정의 한다.

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

미분 값은 식(17)과 같이 표시된다.

$$\dot{V}_l = e_l \cdot \dot{e}_l + \phi_{lr} \cdot \dot{\phi}_{lr} + \psi_{li} \cdot \dot{\psi}_{li} \quad (17)$$

식(4), (14)와 (15)로부터 다음과 같은 오차 미분방정식이 성립한다.

$$\dot{e}_l = -a_{ml} \cdot e_l + b_l \cdot i_l \cdot \psi_{li} + b_l \cdot i_{ml} \cdot \phi_{lr} + b_l (\widehat{v}_{ls} - v_{ls}) \quad (18)$$

식(14), (15)와 식(18)을 식(17)에 대입 후 정리하면 다음과 같은 부등식이 유도된다.

$$\dot{V}_l \leq -\Gamma \cdot e_l^2 - \gamma_3 \cdot \omega_{max} \cdot |e_l| \cdot \xi_l^2 + |e_l| \cdot \left[\frac{1}{4} \cdot \gamma_3 \cdot \omega_{max} \cdot (\theta_{lr}^{*2} + \theta_{li}^{*2}) + |b_l| \cdot |v_{ls}| \right] \quad (19)$$

식(19)에서 Γ 와 ξ_l 는 각각 식(20)과 식(21)로 정리된다.

$$\Gamma = \omega_{ml} + \frac{\gamma_1 \cdot b_l \cdot \omega_{disl}^2}{s + \omega_{disl}} \quad (20)$$

$$\xi_l = \sqrt{(\phi_l + \frac{1}{2} \cdot \theta_{lr}^*)^2 + (\psi_l + \frac{1}{2} \cdot \theta_{li}^*)^2} \quad (21)$$

식(19), (20)과 (21)식으로부터 다음과 같은 부등식으로 정리 하면,

$$\dot{V}_l \leq -|e_l| \cdot [\Gamma \cdot |e_l| + \gamma_2 \cdot \omega_{max} \cdot \xi_l^2 - C_l] \quad (22)$$

와 같다. 위 식에서 상수 값 C_l 는 다음과 같다.

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

정리 1: 다음과 같은 시스템 운동방정식을 고려하자.

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

Ω 를 방정식 (24)식의 원점부근의 영역이라고 가정하고, Ω^c 를 영역 Ω 의 보집합이라고 가정한다. 영역, Ω^c 에서 상태변수, x 에 대하여 연속적인 편미분이 존재하는 스칼라 함수 $V(x)$ 가 존재할 때 다음과 같은 조건들을 동시에 만족하면 방정식 식(24)의 모든 해는 모든 시간영역 $t \geq 0$ 에 대하여 유한하다. 1) $V(x) > 0 \quad \forall x \in \Omega$, 2) $\dot{V}(x) \leq 0 \quad \forall x \in \Omega$, 3) $V(x) \rightarrow \infty$ as $\|x\| \rightarrow \infty$.

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

$$\Omega_l = (e_l, \phi_{lr}, \psi_{li}) | \Gamma \cdot |e_l| + \gamma_2 \cdot \omega_{max} \cdot \xi_l^2 - C_l \leq 0 \quad (25)$$

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

5. 제안한 방법의 효율성 검증

효율성 검증과정은 시뮬레이션과 실험과정으로 나누어 진행하였다. 시뮬레이션에서 제안한 RMRAC 전류 제어기는 기존의 비례-적분제어기[2], MRAC 제어기에 비하여 넓은 대역폭과 강인성을 가진다는 것을 해석적으로 보여주고, 실험에서는 부동한 대역폭의 설정조건에서 전류 계단응답에 대한 성능비교 결과에 대하여 논의한다. 시뮬레이션에서 사용되는 모터의 기계동역학 모델은 식(26)과 같다.

$$J \cdot \ddot{\theta}_r + F_v \cdot \dot{\theta}_r + T_L = \tau \quad (26)$$

모터파라미터는 표. 1에 정리하였다.

표 1 모터 파라미터
Table 1 Motor parameters

R	17.1Ω
L_d	$0.275H$
L_q	$0.381H$
λ	$1.21 Wb.turn$
P	2.0
F_v	$0.057 N.m/rad/sec$
J	$8.58 \times 10^{-4} Kg.m^2$

5.1 시뮬레이션 결과

그림 1은 전류계단응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 최대 계단전류는 30A로 설정하였다. 그림 2(b)에서 확인 할 수 있듯이 회전자속의 최대속도는 5000rad/s에 근접한다. 때문에 원하는 동특성 획득을 위하여 참조모델의 대역폭 ω_{ml} 와 비례-적분 제어기의 원하는 대역폭 ω_b 는 10000rad/s로 설정하였다. 비례-적분제어기에서 비례 게인, 적분 게인 값에 대한 설정방법은 아래와 같은 규칙을 따른다[2]-[4].

$$K_{pi} = \hat{L}_t \cdot \omega_b, K_{il} = K_{pi} \cdot \hat{R} / \hat{L}_t \quad (26)$$

비례-적분제어기에서, 인덕턴스 값의 불확실성에 대한 척도 η_1 과 η_2 는 0.95와 1.05인 두 가지 경우의 값을 두었다. RMRAC 제어기 파라미터 값들은 표 2에 정리하였다.

표 2 RMRAC 제어기 파라미터
Table 2 Parameters of RMRAC controller

γ_1	10.0
γ_2	1.0
γ_3	1.0
μ_d	2.5
μ_q	2.5

표 2의 파라미터 설정에 의하여, RMRAC 시스템은 오버슈트나 정상상태 오차가 없이 참조모델을 정확히 추종한다는 것을 확인 할 수 있다(그림 1(a) 실선). 반면에, 비례-적분제어기는 η_1 과 η_2 값의 영향으로 전류의 과도상태에서 커플링 요소가 존재하고, 회전자속도의 증가에 따라 정상상태 오차가 증가한다(그림 1(a)의 점선). 식(26)을 불확실성 척도 η_1, η_2 와 비례-적분제어기 게인 값 사이의 관계식으로 표현하면 다음과 같다.

$$K_{pi} = \eta_{1,2} \cdot L_t \cdot \omega_b, K_{il} = K_{pi} \cdot \hat{R} / (\eta_{1,2} \cdot L_t) \quad (27)$$

식(27)은 인덕턴스의 불확실성은 비례-적분제어기의 게인 값에 영향을 주는 근거가 된다. 때문에 고속운전에서 영점-극점 약분이 정확이 이루어지지 않는다는 것을 알 수 있다.

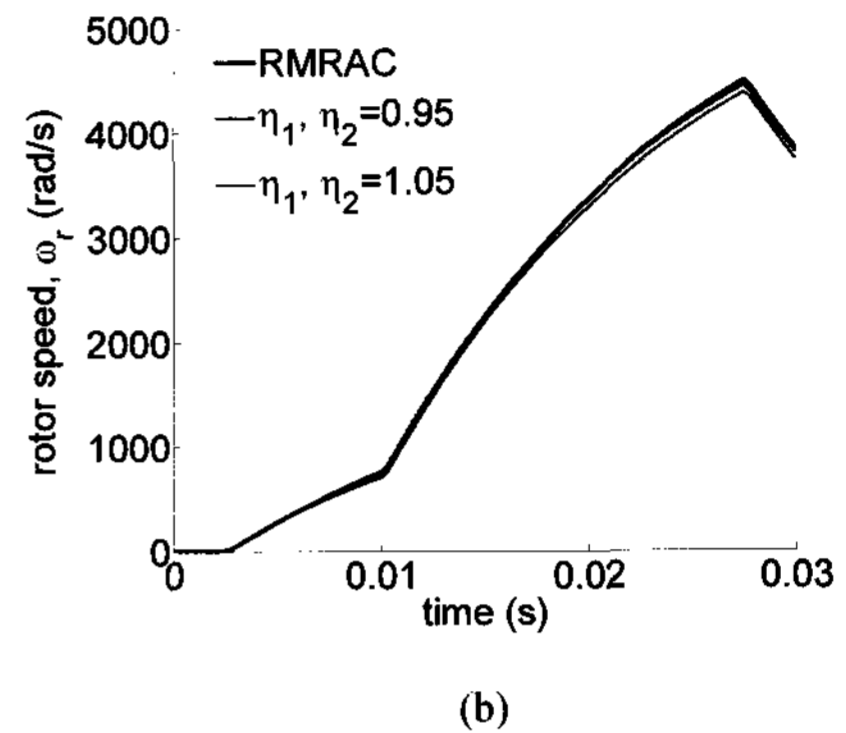
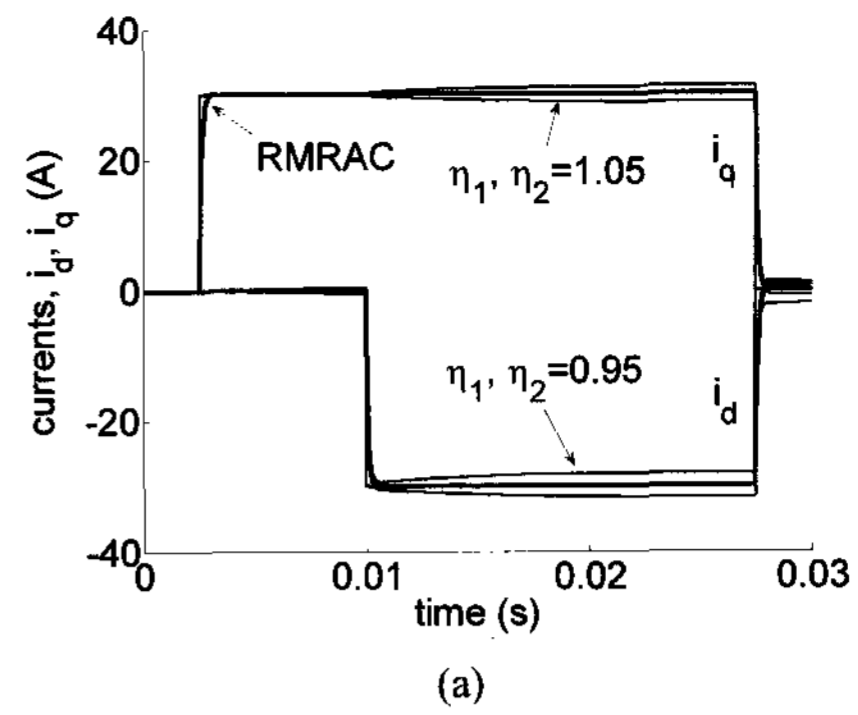


그림 1 비례-적분 제어기와 RMRAC 제어기 비교결과. (a) 전류계단 응답. (b) 속도응답.

Fig. 1 Comparison results of P-I regulator and RMRAC. (a) Step response of current. (b) Speed response.

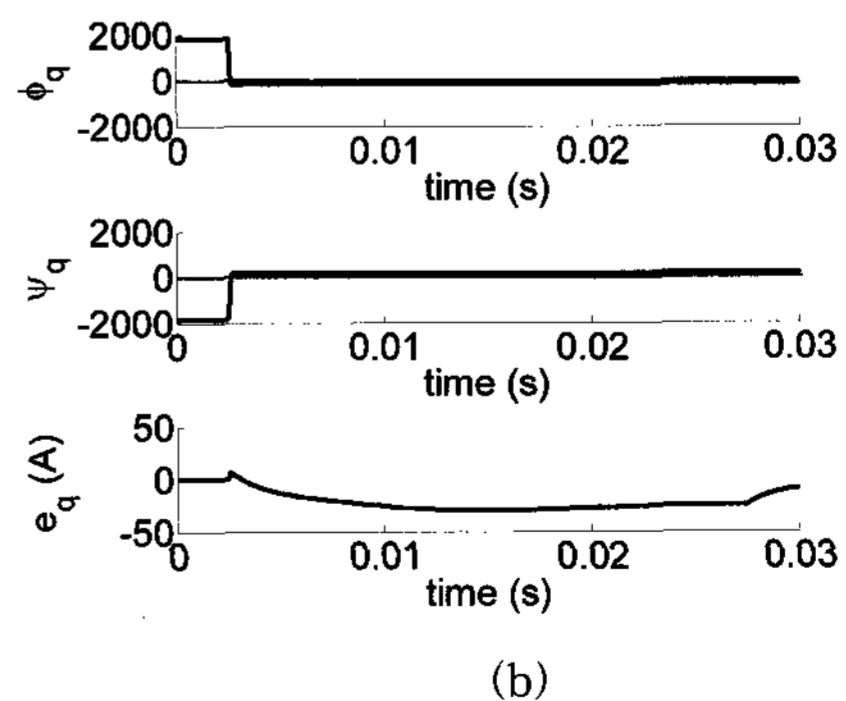
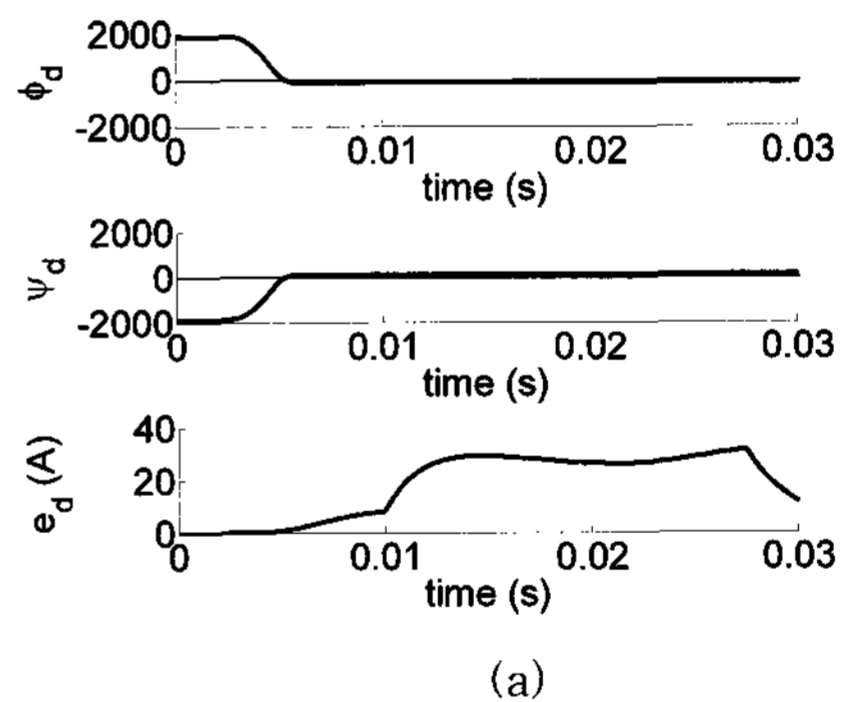
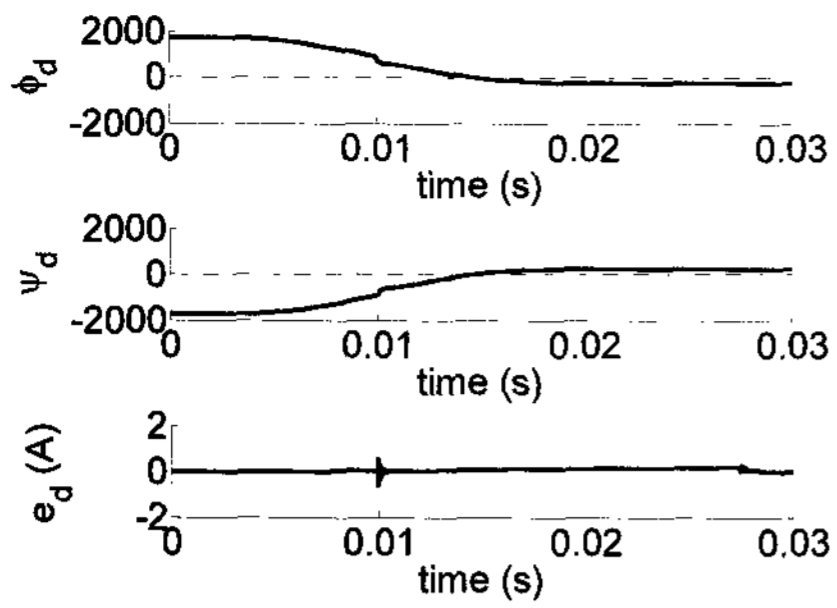
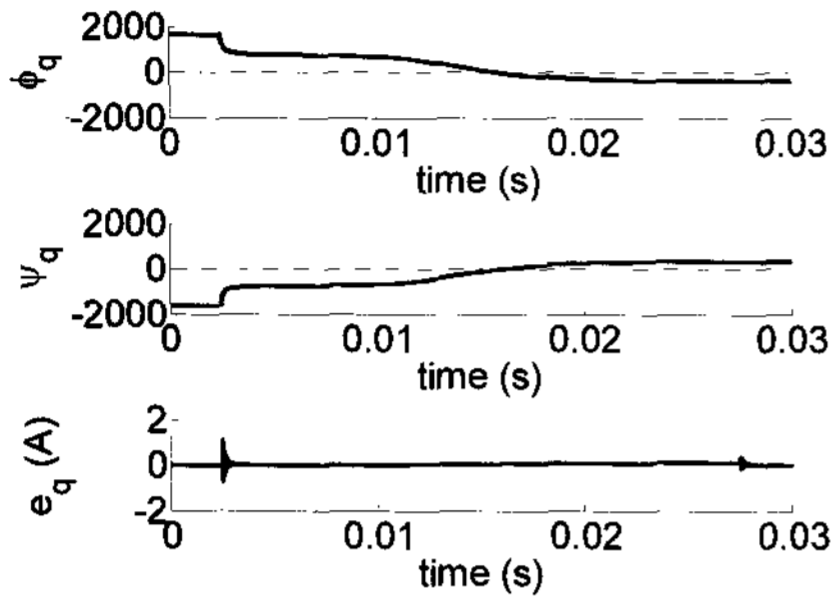


그림 2 기존의 MRAC(외란보상기 적용 전)제어기 성능. (a) d-축에서의 오차상태변수. (b) q-축에서의 오차상태변수.

Fig. 2 Performance of Conventional MRAC(before applying the disturbance compensator) controller. (a) Error states of in d-axis. (b) Error states of in q-axis.



(a)



(b)

그림 3 RMRAC(외란보상기적용 후)제어기 성능. (a) d-축에서의 오차상태변수. (b) q-축에서의 오차상태변수.

Fig. 3 Performance of RMRAC(after applying the disturbance compensator) controller. (a) Error states of in d-axis. (b) Error states of in q-axis.

그림 2, 3은 기존의 MRAC(Model Reference Adaptive Control)(외란보상기적용 전)와 RMRAC 제어기 사이의 성능 비교 결과이다. 그림 2, 3에서 종좌표는 식(14), (15)와 (18)식으로 구성되는 오차모델의 상태 값을 표시한다. 시뮬레이션 방식과 파라미터 설정 조건은 그림 1과 동일하다. 그림 2에서 확인 할 수 있듯이 파라미터 추정오차는 "0" 영역으로 수렴하였지만, 전류오차는 매우 큰 값을 보인다. 반대로, 그림 3에서처럼 외란보상기를 적용 후 파라미터 추정오차와 전류추종오차는 동시에 "0"영역으로 수렴한다는 것을 알 수 있다. 또한 전류의 과도상태에서 상호적인 커플링 현상이 발생하지 않는다는 것을 확인 할 수 있다.

5.2 실험결과

그림 4는 알고리즘 검증을 위한 실험시스템에 대한 블록도이다. Microchip사의 dsPIC30F4012 신호처리를 사용하여 알고리즘 연산이 이루어진다. 제어연산주기는 $2 \times 10^{-4}s$ 로 설정하였다. 좌표변환은 크락-변환을 통하여 정지좌표계의 i_α, i_β 가 계산되며, 파크-변환을 통하여 동기화 좌표계의 i_d, i_q 가 계산된다[4]. 동기화 좌표계에서 알고리즘에 의하여 계산된 전압 u_d, u_q 는 역 파크변환을 통하여 정지좌표계의 u_α, u_β 로 변환된다[4]. 전압 u_α, u_β 를 입력으로 SVM(Space Vector Modulation) 알고리즘을 사용하여 3상전압 u_a, u_b, u_c 가 계산되어 전동기의 구동이 실행된다[4].

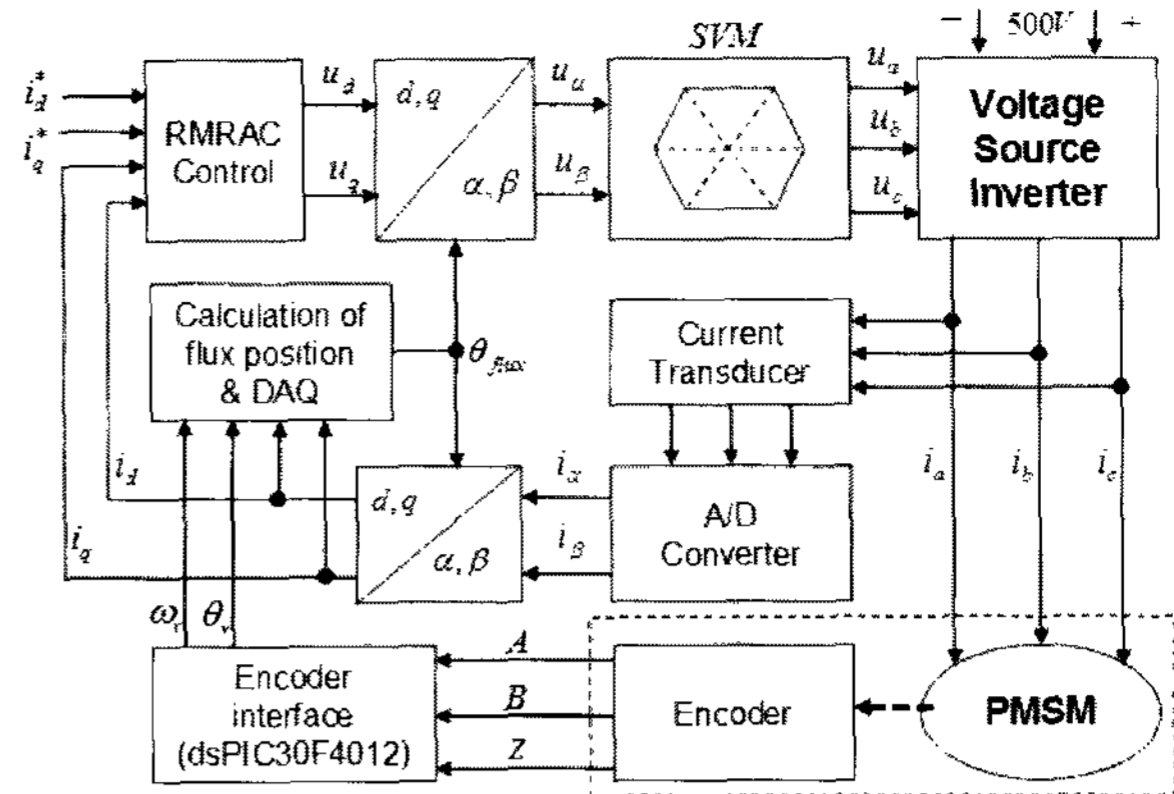
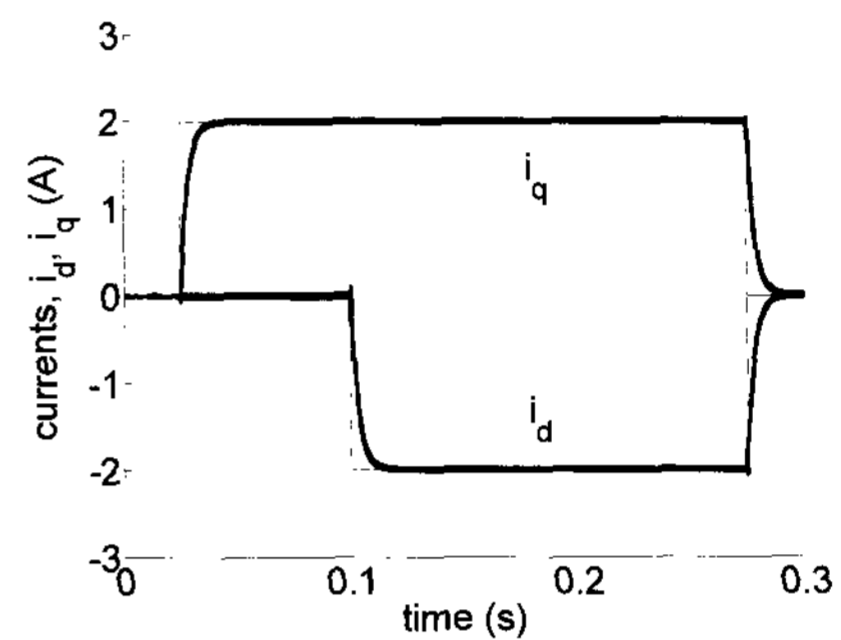
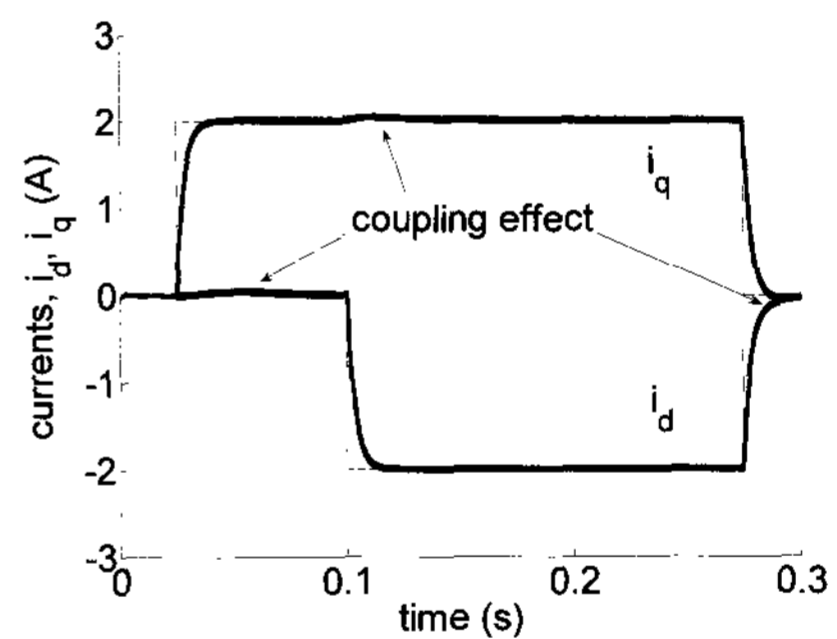


그림 4 실험시스템의 블록다이어그램.

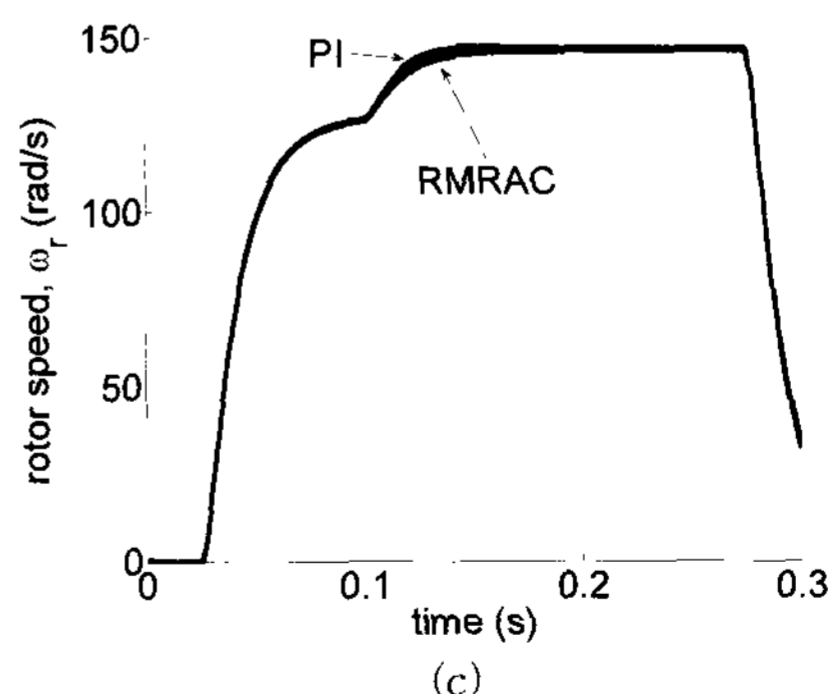
Fig. 4 Block diagram of the experimental system.



(a)



(b)



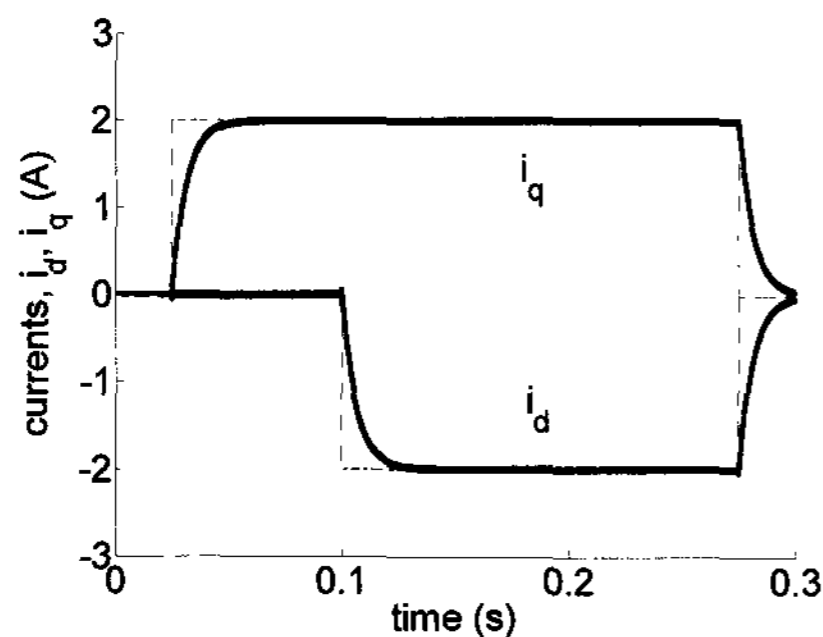
(c)

그림 4 계단응답에 대한 성능비교실험. 대역폭: 314rad/s. (a) RMRAC 제어기. (b) 비례-적분 제어기.

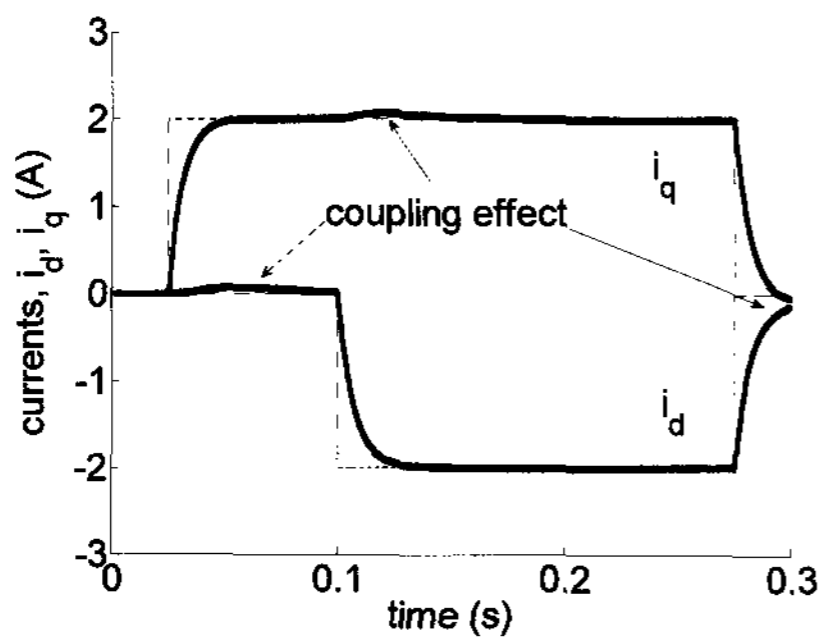
Fig. 4 Experimental results of step response by comparing between RMRAC and P-I controller. Bandwidth: 314rad/s. (a) RMRAC controller. (b) P-I controller. (c) Speed response

그림 4, 5는 제안한 RMRAC와 비례-적분 제어기의 성능 비교 결과이다. 실험과정은 앞전의 계단응답을 관찰하는 방법을 사용하였고 관측구간은 0.3s의 주기로 설정하였다. 그림 4의 대역폭은 정격회전속도(1500rpm)의 두 배 값인 314rad/sec로, 그림 5의 대역폭은 157rad/s로 설정하였다. RMRAC 제어기 파라미터 값들은 표 2와 동일한 값으로 설정하였다.

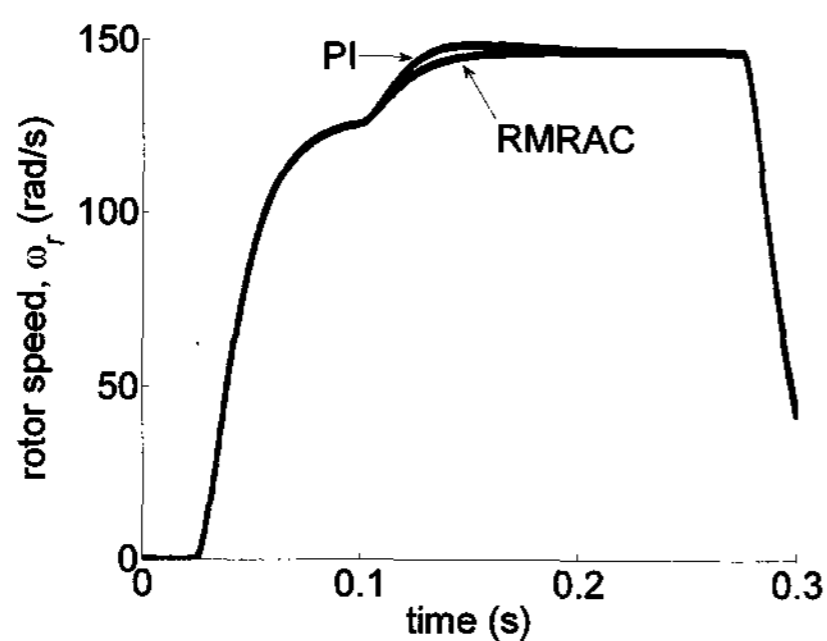
그림 4(b)의 비례-적분 제어기의 실험결과를 관찰하면 미세한 커플링 현상이 발생한다는 것을 확인 할 수 있다. 하지만, 그림 4(a)의 RMRAC 실험결과에서는 역기전력이 대부분 억제되었고 d, q축 전류의 과도구간에서는 서로 영향을 주지 않는다. 그 결과로서, 그림 4(c)에서 확인 할 수 있듯이 속도응답도 일정한 차이를 보인다.



(a)



(b)



(c)

그림 5 계단응답에 대한 성능비교실험. 대역폭: 157rad/s. (a) RMRAC 제어기. (b) 비례-적분 제어기.

Fig. 5 Experimental results of step response by comparing between RMRAC and P-I controller. Bandwidth: 157rad/s. (a) RMRAC controller. (b) P-I controller. (c) Speed response.

그림 5에서 대역폭 값의 감소로 인하여 계단응답은 그림 4에 비하여 느리다. 그림 4(b)와 그림 5(b)의 비교결과로부터 기존의 비례-적분 제어기는 상기한 조건에서 커플링 현상이 더 심각해진다는 것을 확인 할 수 있다. 반면에 RMRAC 제어기는 대역폭 설정 값에 둔감한 특성을 보인다.

6. 결론

본 논문에서는 영구자석 전동기의 동기화 좌표계에서의 전류모델을 시스템 외란을 고려한 확률적인 모델로 새롭게 정의하였다. 제어시스템에서, 추종오차는 외란의 어떠한 미지의 함수라는 고유적인 특성을 이용하여 시스템 외란을 추종오차에 대한 필터링 된 값으로 가정을 하였고, 간단한 구조의 외란보상기를 설계하였다. 외란보상기의 출력은 기존의 MRAC 제어법칙에 의하여 계산된 기초적인 제어입력에 전향보상 하는 방법을 제안하였다. 파라미터 추정기법에서는 보정된 그래디언트 방법을 새롭게 적용하여 파라미터 수렴의 안정성 및 정확성이 개선되었다. Lyapunov 방법을 사용하여 제안한 방법의 안정성이 증명되었다. 시뮬레이션을 통한 해석결과로부터 제안한 RMRAC 알고리즘은 기존의 비례-적분 제어기에 비하여 넓은 대역폭을 가지는 것을 증명 하였다. 동시에, 보정된 그래디언트 방법과 외란보상기를 복합하는 방법은 오차모델의 상태들을 작은 범위에 바운드 시킨다는 것을 확인 하였다. 상기한 해석결과를 바탕으로 RMRAC방법은 기존의 비례-적분 제어기에 비하여 파라미터 값의 불확실성에 둔감함을 실험으로 검증하였다. 외란보상기에 대한 최적화 구조의 설계방법, 스펙트럼 해석이론에 기초한 외란신호에 대한 인식방법 및 모델링 방법은 향후의 연구 및 개선방향으로 남겨두기로 한다.

감사의 글

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

참 고 문 헌

- [1] Florent Morel, Jean-Marie Re'tif, Xuefang Lin-Shi, and Claire Valentin, "Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control," *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 501-512, Feb. 2008.
- [2] Hyunbae Kim, 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.
- [3] 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.

- [4] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Dynamic Analysis of Current Regulators for AC Motors using Complex Vectors," *IEEE Transaction On Ind. Appl.*, pp-1424-1432, Nov./Dec., 1999.
- [5] Xie Yue, *Student Member, IEEE*, D. Mahinda Vilathgamuwa, *Senior Member, IEEE*, and King-Jet Tseng, *Senior Member, IEEE*, "Observer-Based Robust Adaptive Control of PMSM With Initial Rotor Position Uncertainty," *IEEE Transaction On Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 645-656, May/June 2003.
- [6] Rong-Jong Wai, Li-Jung Chang, "Adaptive Stabilizing and Tracking Control for a Nonlinear Inverted-Pendulum System Via Sliding-Mode Technique," *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 2, pp. 674-692, Apr 2006.
- [7] Cheng-Jin Zhang, "Adaptive Induction Machine Current Control Using Internal Model Principle," *Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts*, pp.81-83 June 30-Jly 2, 2004.
- [8] 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.
- [9] G. C. Zhu, L. A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, "Speed trackingcontrol of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, pp. 346 - 355, Apr.2000.
- [10] D. C. Goodwin and K. S. Sin, *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Prentice-Hall, 1984.
- [11] 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, February 1988.



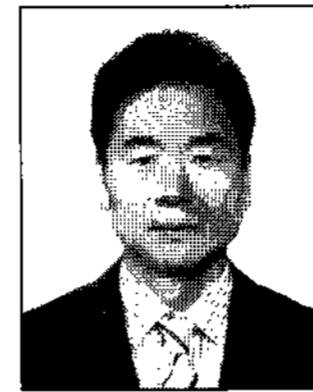
임 훈 (林勳)

1980년 2월 29일 생. 2007년 2월 동의대학교 전자공학과 졸업. 2007년 3월~현재 부산대학교 전자공학과 석사과정. 연구분야, 로보틱스, 센서네트워크

Tel : 051-518-1697

Fax : 051-514-1693

E-mail : aptldk0229@pusan.ac.kr



이 장 명 (李章明)

1957년 11월 22일 생. 1980년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1982년 동대학원 석사. 1990년 미국 남가주대학교(USC) 컴퓨터공학 박사. 1992년~현재 부산대학교 전자전기통신공학부 교수. 연구분야, 로보틱스, 유비쿼터스 위치인식 시스템 및 지능제어.

Tel : 051-518-1697

Fax : 051-514-1693

E-mail : jmlee@pusan.ac.kr

저 자 소 개



김 흥 철 (金弘哲)

1976년 3월 21일 생. 1999년 중국 할빈 공업대학 제어계측공학과 졸업. 2004년 3월~2006년 2월 부산대학교 전자공학과 대학원 석사. 2006년 3월~현재 동대학원 박사과정. 연구분야, 로보틱스, 제어

Tel : 051-518-1697

Fax : 051-514-1693

E-mail : hit_pnu@pusan.ac.kr