

MRAS를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 상수 추정 및 적응제어기법

양현석*

¹홍익대학교 전자전기공학부

Parameter estimation of permanent magnet synchronous motor and adaptive control by MRAS

Hyunsuk Yang^{1*}

¹School of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University

요약 매입형 영구자석 동기전동기의 원활한 제어를 위해서는 전동기의 상수인 고정자 저항이나 각종 인덕턴스의 값, 그리고 쇠교 자속의 값 등을 정확하게 알아야 한다. 그러나 이러한 상수들은 전동기 운행에 따른 전동기 온도의 상승이나 각 작동점 등의 변화에 따라 계속적으로 변하기 때문에 이들의 값을 정확하게 추정하는 것은 매우 어렵다. 이러한 문제점을 극복하기 위해서 실시간으로 상수의 값을 추정하는 기법이 필요한데 본 논문에서는 MRAS(Model Reference Adaptive System) 기법을 이용한 상수의 추정 및 적응제어 기법을 제시한다. 시스템의 관계식이 이들 상수에 대해 비선형으로 구성되어 있어 일반적인 제어기법을 적용하는데 문제가 있어 일부 논문에서는 상수의 일부를 안다고 가정하였지만 본 논문에서는 이러한 가정 없이 모든 상수를 추정하는 제어기법을 제시하고 적응제어 기법의 수렴성을 입증하였다. 제시하는 알고리즘의 우수성은 시뮬레이션을 통해 입증하도록 한다.

Abstract To control permanent magnet synchronous motors smoothly, it is important to know the exact parameter values of the stator resistance, various inductances, and the flux linkage of the permanent magnet. In practice, these parameters vary due to a variable operating point, temperature change, or a fault. This paper proposes a MRAS (Model Reference Adaptive System) based parameter estimator and adaptive control scheme. Owing to the non-linearity of the system equation with respect to these parameters, although many schemes proposed previously assumed that some parameters are known, all the parameters were assumed to be unknown. The simulation results revealed the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords : Permanent magnet synchronous motor, Adaptive control, Parameter estimation. MRAS(Model Reference Adaptive System), Lyapunov function

1. 서론

매입형 영구자석 동기전동기는 고효율, 고효율의 특성과 제어의 용이성으로 산업체 전반에 걸쳐 그 사용이 확대되어 가고 있다([1,2]). 매입형 영구자석 동기전동기

의 제어방식으로 벡터제어 방식이 많이 사용되고 있다 ([3]). 이 제어 방식에서는 고정자 전류 제어를 통한 토크제어가 필요한데 이를 위해 고정자 전류 관계식을 d-q Park's로 변환한 새로운 좌표계를 이용하게 된다([4]). 원활한 제어를 보장하기 위해서는 고정자 저항이나 인덕

본 논문은 홍익대학교 학술진흥연구비 지원으로 수행되었음.

*Corresponding Author : Hyunsuk Yang (Hongik Univ.)

Tel: +82-2-320-1653 email: hsyang@hongik.ac.kr

Received December 14, 2015

Revised (1st January 25, 2016, 2nd February 1, 2016, 3rd February 3, 2016)

Accepted February 4, 2016

Published February 29, 2016

턴스의 값 등과 같은 기기의 여러 상수의 값을 정확히 알아야 한다. 일반적으로 기기의 상수들은 전류와 같은 전기적 변수에 비해 변화율이 매우 작지만 연속 운전 시 기기의 온도 상승은 고정자 저항의 변화에 크기는 70% 정도, 인덕턴스의 경우 50% 정도까지 변동된다고 알려져 있다([5,6]). 이러한 상수의 변동은 전동기 제어 오차의 원인이 되어 원활한 제어가 이루어지지 않게 되어 기기 성능 저하의 원인이 될 수도 있다.

이러한 문제점을 극복하기 위해 상수의 값을 추정하면서 제어하는 방식에 대한 연구가 많이 진행되고 있다. 전동기의 정상상태 전류, 전압 및 토크의 측정치를 근거로 작성된 색인표를 이용한 방법을 [7]에서 제시하였으나 이 방법은 시스템의 비선형으로 많은 데이터가 요구되어 계산상 문제가 있다. 또한 자기적 포화나 온도 변화에 따른 상수의 변화에는 능동적으로 대처할 수 없는 것도 단점으로 지적되고 있다. On-line으로 상수를 추정하는 기법으로 EKF(Extended Kalman Filter) 기법([8]), 적응제어기법([9], 뉴럴 네트워크 기법([10,11]), 그리고 RLS(recursive least square) 기법([12]), MRAS 기법을 이용한 적응제어기법([13-15]) 등이 제시되었다. 일반적으로 EKF 기법에서는 계산 시간이 많이 걸리는 역행렬이 필요하며, 뉴럴 네트워크 기법의 경우에는 초기에 오랜 학습 기간이 필요하며 실시간에서 상수가 변화하는 경우에는 새로운 학습이 필요하다는 문제점이 있다.

[13]에서는 전동기의 운영을 정 토크 영역과 최대 토크 영역으로 구분하고 각 영역에서의 q와 d축 전류의 특성이 다르다는 사실을 이용하여 q와 d축 인덕턴스의 값을 추정하는 기법을 제시하였다. 정 토크영역에서는 역기전력을 이용한 추정 알고리즘을 제시하였고 최대 토크 영역에서는 고정자 전압의 유효버를 이용하여 추정하는 수식을 제시하였다. 이때 상대적으로 천천히 변하는 저항 및 쇄교 자속은 상수로 가정하였다. 저항 및 쇄교 자속의 추정은 MRAS 기법을 이용하여 추정하는 이원화한 방법을 제시하였는데 그 수렴성에 대해서는 이론적으로 입증하지는 않았다. [14]에서는 모든 상수를 고려하는 경우에 상수를 추정하는 것은 시스템의 관계식에서 행렬의 역행렬이 존재하지 않아 이론적으로 증명하는 것은 불가능하다는 것을 입증하였으며 이에 따라 d와 q축의 인덕턴스가 같은 nonsalient 경우만 고려한 제어 기법을 제시하고 실험적인 결과를 통해 그 수렴성을 추정하였다. [15]에서는 시스템의 비선형 관계식을 새로운 상

수를 이용한 선형시스템으로 표현하고 이 시스템에 대해 Lyapunov 함수를 이용한 적응제어기법을 이용하여 상수들을 추정한 후 이 결과를 이용하여 시스템의 상수를 추정하는 2단계 방식을 제시하였다. 시스템의 안정성을 이론적으로 입증하였지만 2단계 추정에 따른 계산량의 증가로 실시간 추정방식으로 적용하기에는 어려울 수 있다는 단점이 있다.

본 논문에서는 미지의 상수에 대해 비선형으로 표현된 관계식에 대해 MRAS 기법을 이용한 새로운 방식의 적응제어 기법을 제시한다. d-q 변환된 관계식은 비선형 관계식이지만 인덕턴스의 값은 항상 양의 실수라는 사실을 이용하여 시스템의 관계식을 선형시스템과 유사한 모양으로 변환하고 Lyapunov 함수를 이용하여 적응제어 기법을 제시하게 된다. 2장에서는 매입형 영구자석 동기 전동기의 모델과 이의 추정 모델을 제시하고 두 시스템의 오차 관계식을 정립하고 3장에서는 추정 모델의 전류 값이 원래의 시스템의 전류 값으로 수렴하게 하는 적응제어 알고리즘을 제시하고 이의 수렴성을 증명한다. 4장에서는 이 알고리즘의 시뮬레이션 결과를 제시하여 그 타당성을 보이고 5장에서 결론을 맺기로 한다.

2. 시스템 모델

매입형 영구자석 동기 전동기는 Park's 변환을 이용하여 d-q 변환하면 다음과 같이 표현된다(4).

$$\begin{aligned} \dot{i}_q &= -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}w_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q}w_r + \frac{v_q}{L_q} \\ \dot{i}_d &= \frac{L_q}{L_d}w_r i_q - \frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{v_d}{L_d} \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 i_q, i_d 는 q와 d축 전류, w_r 은 회전자의 각속도, R_s 는 고정자 저항, L_q 와 L_d 는 각각 고정자의 q와 d축 인덕턴스, v_q, v_d 는 q와 d축 전압, 그리고 λ_m 은 영구자석의 쇄교 자속 상수이다. 여기에서 추정하고자 하는 상수는 R_s, L_d, L_q , 그리고 λ_m 이다. 매입형 영구자석 동기전동기의 제어는 일반적으로 단위전류 당 최대 토크 제어방식이 적용되는데 이 방법에서는 L_d, L_q , 그리고 λ_m 의 값에 대한 정보가 필요하다(4). 또한 전류 i_d, i_q 들을 추정하기 위해서는 R_s 의 값도 필요하다. 추정하고자 하는 상수들이 비선형의 형태가 되어 일반적인 적응제어 방식을 적용할 수 없다. [15]에서는 각 항들을 새로

운 미지의 상수로 가정하여 적응제어 방식으로 상수들을 추정한 후 이를 이용하여 다시 R_s , L_d , L_q , 그리고 λ_m 을 추정하는 2단계 방식을 제시하였다. 이러한 방식은 비록 비선형 관계의 상수에 대해서도 적응제어 알고리즘을 적용하여 i_d , i_q 의 추정 오차가 0으로 수렴한다는 것은 증명할 수 있으나 계산이 복잡하고 상수추정 시 오차가 많이 발생할 수 있다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완한 적응제어 방식을 제시하기 위해 위하여 상태방정식 수식 (1)을 다음과 같이 표현하자.

$$\begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - w_r L_d \\ w_r L_q - R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} w_r + \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} \quad (2)$$

수식(2)를 아래와 같이 행렬을 이용하여 간단하게 표현한다.

$$L\dot{i}_s = A i_s - A w_r + V \quad (3)$$

여기에서 L_q 와 L_d 는 양의 상수이므로 행렬 L 은 positive-definite 행렬이 된다.

\hat{R}_s , \hat{L}_q , \hat{L}_d , $\hat{\lambda}_m$ 를 추정하고 자 하는 각 상수의 추정치라 하자. 또한 $\hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ \hat{i}_d \end{bmatrix}$ 와 $e_s = \begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_q - \hat{i}_q \\ i_d - \hat{i}_d \end{bmatrix}$ 을 각각 i_s 의 추정치 그리고 i_s 와 \hat{i}_s 의 오차로 정의하자. \hat{i}_s 의 상태방정식을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{L}_q & 0 \\ 0 & \hat{L}_d \end{bmatrix} \dot{\hat{i}}_s = \begin{bmatrix} -\hat{R}_s - w_r \hat{L}_d \\ w_r \hat{L}_q - \hat{R}_s \end{bmatrix} \hat{i}_s - \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_m \\ 0 \end{bmatrix} w_r + \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{L}_d & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & w_r \\ -w_r & 0 \end{bmatrix} e_s \quad (4)$$

수식(4)를 수식(3)과 같이 행렬을 이용하여 간단한 식으로 다음과 같이 표현하자.

$$\hat{L}\dot{\hat{i}}_s = \hat{A}\hat{i}_s - \hat{A}w_r + V + \hat{H}W e_s \quad (5)$$

미지의 상수 x 와 \hat{i} 의 추정치 \hat{x} 의 오차를 $\Delta x = x - \hat{x}$ 이라 하면 $\dot{L}\dot{i}_s - \hat{L}\dot{\hat{i}}_s = \dot{L}\dot{i}_s - \hat{L}\dot{\hat{i}}_s + \dot{L}\dot{i}_s - \hat{L}\dot{\hat{i}}_s = \dot{L}\dot{e}_s + \Delta L\dot{\hat{i}}_s$ 이 성립한다. 또한 수식(3)과 (5)를 이 식에 대입하면 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{L}\dot{i}_s - \hat{L}\dot{\hat{i}}_s &= A i_s - A w_r + V - \hat{A}\hat{i}_s + \hat{A}w_r - V - \hat{H}W e_s \\ &= A i_s - \hat{A}\hat{i}_s + \hat{A}i_s - \hat{A}i_s - \Delta A w_r - \hat{H}W e_s \\ &= \hat{A}e_s + \Delta A i_s - \Delta A w_r - \hat{H}W e_s \\ &= \dot{L}\dot{e}_s + \Delta L\dot{\hat{i}}_s \end{aligned}$$

이 식을 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{L}\dot{e}_s = \hat{A}e_s + \Delta A i_s - \Delta A w_r - \hat{H}W e_s - \Delta L\dot{\hat{i}}_s \quad (6)$$

여기에서 $(\hat{A} - \hat{H}W)e_s = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} e_s = -R_s e_s$ 이 성립

한다. 수식(6)의 나머지 부분을 정리하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta A i_s - \Delta A w_r - \Delta L\dot{\hat{i}}_s \\ = -\Delta R_s i_s - \Delta \lambda_m \begin{bmatrix} w_r \\ 0 \end{bmatrix} - \Delta L_q \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_q \\ -w_r \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} - \Delta L_d \begin{bmatrix} w_r \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

3. 적응제어 알고리즘

$$\Delta\alpha = \begin{bmatrix} \Delta R_s \\ \Delta L_d \\ \Delta L_q \\ \Delta \lambda_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - \hat{R}_s \\ L_d - \hat{L}_d \\ L_q - \hat{L}_q \\ \lambda_m - \hat{\lambda}_m \end{bmatrix} \text{라 하자. } R_s, L_d, L_q, \lambda_m \text{는}$$

상수로 가정하므로 $\dot{\Delta\alpha} = -[\dot{\hat{R}}_s \quad \dot{\hat{L}}_d \quad \dot{\hat{L}}_q \quad \dot{\hat{\lambda}}_m]^T$ 이 된다. 실질적으로 이 상수들이 운전 환경에 따라 계속 변화하지만 그 변화율이 작기 때문에 이 상수들의 미분은 0으로 가정한다. 여기에서 $[\cdot]^T$ 는 행렬의 transpose를 의미한다. Lyapunov 함수를 다음과 같이 고려한다.

$$V = \frac{1}{2} (e_s^T L e_s + \Delta\alpha^T Q \Delta\alpha) \quad (8)$$

여기에서 행렬 Q 은 i 번째 대각선 원소 q_i 가 양의 실수인 diagonal 행렬로 q_i 들은 $\Delta\alpha_i$ 의 가중치로 사용된다. $L = L^T$ 특성을 이용하여 V 의 미분을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} (e_s^T L \dot{e}_s + (\dot{L}e_s)^T e_s) + \Delta\alpha^T Q \dot{\Delta\alpha} \\ &= e_s^T L \dot{e}_s - q_1 \Delta R_s \dot{\hat{R}}_s - q_2 \Delta L_d \dot{\hat{L}}_d - q_3 \Delta L_q \dot{\hat{L}}_q - q_4 \Delta \lambda_m \dot{\hat{\lambda}}_m \end{aligned}$$

여기에서 $e_s^T L \dot{e}_s$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_s^T L \dot{e}_s &= -R_s (e_q^2 + e_d^2) - \Delta R_s e_s^T i_s - \Delta \lambda_m w_r e_q \\ &\quad - \Delta L_q (e_q \dot{\hat{i}}_q - w_r e_d \dot{i}_q) - \Delta L_d (e_d \dot{\hat{i}}_d + w_r e_q \dot{i}_d) \end{aligned}$$

따라서 이를 대입하면 다음과 같은 수식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -R_s (e_q^2 + e_d^2) - \Delta R_s (q_1 \dot{\hat{R}}_s + e_s^T i_s) - \Delta \lambda_m (q_2 \dot{\hat{\lambda}}_m + w_r e_q) \\ &\quad - \Delta L_q (q_3 \dot{\hat{L}}_q + e_q \dot{\hat{i}}_q - w_r e_d \dot{i}_q) - \Delta L_d (q_4 \dot{\hat{L}}_d + e_d \dot{\hat{i}}_d + w_r e_q \dot{i}_d) \end{aligned}$$

각 변수의 업데이트 규칙을 아래와 같이 제시한다.

$$\dot{\hat{R}}_s = -\frac{1}{q_1} e_s^T i_s = -\frac{1}{q_1} (e_q i_q + e_d i_d) \quad (9)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_m = -\frac{1}{q_2} w_r e_q$$

$$\dot{\hat{L}}_q = -\frac{1}{q_3} (e_q \dot{\hat{i}}_q - w_r e_d \dot{i}_q)$$

$$\dot{\hat{L}}_d = -\frac{1}{q_4} (e_d \dot{\hat{i}}_d + w_r e_q \dot{i}_d)$$

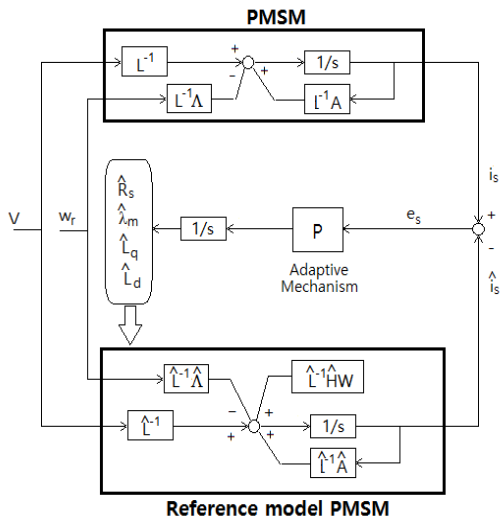


Fig. 1. Basic structure of model reference adaptive system

그러면 $\dot{V} = -R_s(e_q^2 + e_d^2)$ 이 되어 e_q 와 e_d 가 0으로 수렴하지 않으면 $\dot{V} = -R_s(e_q^2 + e_d^2) < 0$ 으로부터 V 는 $-\infty$ 로 발산하게 된다. 이는 V 가 항상 양의 실수라는 사실에 모순되므로 궁극적으로 e_q 와 e_d 는 영으로 수렴해야 한다. 제시하는 적응제어 블록도는 Fig. 1과 같다. 여기에서 Adaptive mechanism의 P 는 수식 (9)를 행렬식으로 나타낸 것이다.

일반적으로 매입형 영구자석 전동기가 nonsalient인 경우에는 i_d 의 값이 0이 된다. 그러면 수식 (9)에서 \hat{L}_d 의 값도 0에 가깝게 되어 \hat{L}_d 의 값은 거의 변하지 않게 되어 추정하지 못하게 될 가능성이 있게 된다. 이러한 문제점은 Lyapunov 함수에서 ΔL_d 에 대한 가중치 q_d 를 큰 값으로 선택하여 그 항목의 영향을 크게 하는 것으로 어느 정도 해결할 수 있다. 다만 이 가중치의 값을 너무 큰 값으로 선택하면 업데이트 규칙에서 \hat{L}_d 의 값이 너무 작게 되어 수렴하는데 시간이 많이 걸릴 수 있다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 적응제어 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 아래와 같이 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 수행하였다. 본 시뮬레이션에 사용된 전동기는 MATLAB에서 제공하는 매입형 영구자석 전동기 모델

을 사용하였다. 상수의 정보는 <표 1>과 같다. 상수들의 초기 값으로 $R_s = 6\Omega$, $L_q = L_d = 0.04H$, 그리고 $\lambda_m = 0.2 V \cdot s$ 를 선택하였다. 가중치는 R_s 와 L_q , L_d 의 값에 따라 $q_1 = 1$, $q_2 = q_3 = 10$, 그리고 $q_4 = 20$ 을 선택하였다.

Table 1. Specification of IPMSM for simulation

Specification of IPMSM	
Stator Resistor	4.5 [Ω]
D axis inductance	0.032 [H]
Q axis inductance	0.032 [H]
PM flux linkage	0.15 [V-s]
number of poles	48 [poles]
Inertia	0.25 [$kg - m^2$]

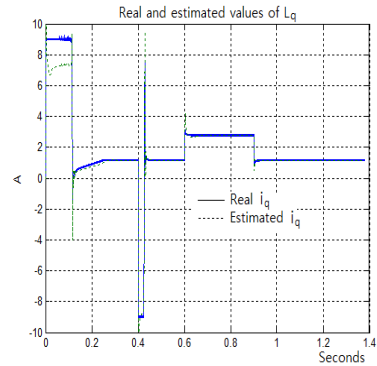


Fig. 2. Real and estimated q-axis current

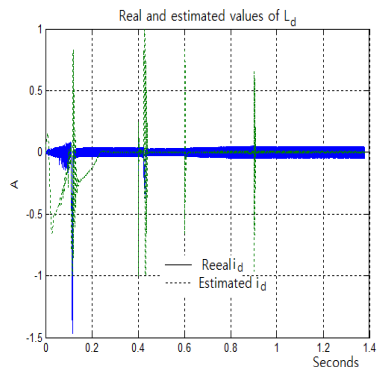


Fig. 3. Real and estimated d-axis current

Fig. 2와 3은 제시하는 적응제어 알고리즘에 따른 q축과 d축 전류의 실제 값과 추정치를 각각 보여주는 그래프이다. 두 전류는 모두 0.1초 정도의 시간 후에 실제 값으로 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있다. 본 시뮬레이션

에서는 전동기의 전류가 순간적으로 변화하는 경우도 고려하기 위해 전류제어를 하고 있지 않아 q와 d축 전류가 갑자기 변화하게 되는데 변화하는 순간에는 전류의 미분이 큰 값을 갖게 되어 순간적인 피크를 보이다가 바로 실제 값으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 이는 운전 중 fault와 같이 운전 환경의 갑작스런 변화로 전류 값들이 변하는 경우에도 모델의 전류 값은 실제 값으로 빠르게 수렴할 수 있다는 것을 보여준다.

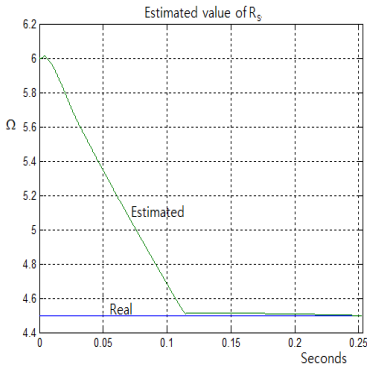


Fig. 4. Estimated value of the stator resistance

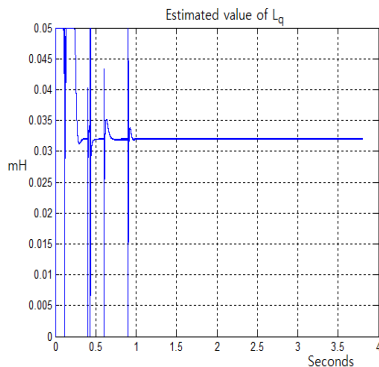


Fig. 5. Estimated value of L_q

Fig. 4는 R_s 의 추정치를 보여주는 그래프로 0.2초 이후에는 전류의 오차가 거의 0으로 수렴하게 되는 시점에서 고정자 저항의 추정치는 실제 값인 4.5Ω 에 거의 근접해 있음을 보여 준다. Fig. 5는 q축 인덕턴스 L_q 의 추정치 그래프로 실제 값인 $0.032mH$ 로 수렴함을 알 수 있다. 다만, 업데이트 규칙에 \hat{i}_q 이 포함되어 있어 전류 값이 갑자기 변화하는 순간에 추정치도 갑자기 변화하는 모습을 보여 준다. 하지만 정상상태에서는 실제 값에 수렴되

어 있는 것을 알 수 있다.

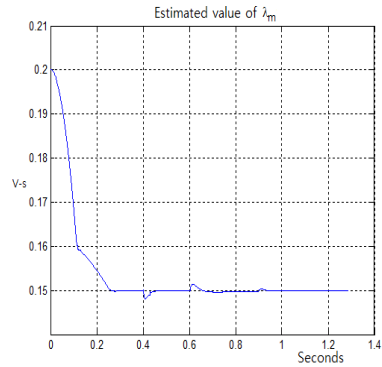


Fig. 6. Estimated value of flux linkage λ_m

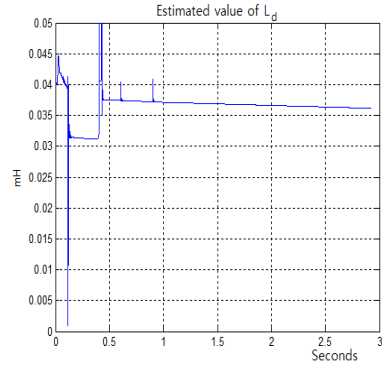


Fig. 7. Estimated value of L_d

Fig. 6은 쇠고 자속 λ_m 의 추정치 그래프로 실제 값인 $0.15V \cdot s$ 에 빠르게 수렴함을 알 수 있다. d축 인덕턴스 L_d 는 $0.001mH$ 로 수렴하여 실제 값과 차이가 많이 난다. 이는 초기에 급격한 변화가 있다가 전류 i_d 가 거의 0에 근접하여 \dot{L}_d 값도 0에 근접하면 거의 변화하지 않기 때문이다. 이 문제를 해결하기 위해 ΔL_d 항이 Lyapunov 함수에 끼치는 영향이 크도록 가중치를 $q_4 = 60$ 으로 상향 조정하면 \dot{L}_d 의 값도 작아지게 되어 초기에 급격하게 변화하지 않게 된다. 이 경우 \hat{L}_d 는 Fig. 7과 같이 실제 값인 $0.032mH$ 로 접근하게 된다. 이 경우 위에서 언급한 바와 같이 큰 값의 가중치로 \dot{L}_d 이 상대적으로 작게 되어 다른 상수들 보다 훨씬 느린 속도로 실제 값으로 접근한다는 것을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 상수인 고정자 저항, q축과 d축 인덕턴스, 그리고 쇠교 자속의 값을 정확히 모르는 경우의 상수 추정 및 적응제어 기법을 제시하였다. 미지의 상수들은 시스템 관계식에서 비선형 관계로 표현되어 있어서 기존의 여러 논문에서는 적응제어에 대한 이론적인 증명을 제시하지 않거나 일부 상수를 알고 있거나 특수한 상황에서의 추정 기법을 제시하였다. 본 논문에서는 모든 상수를 알지 못한다는 가정 하에 MRAS 기반의 적응제어 기법을 제시하고 모델 시스템의 q축과 d축 전류가 실제 값으로 수렴한다는 것을 이론적으로 입증하였으며 이를 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한 상수의 추정 시 Lyapunov 함수의 가중치를 적절히 선택하는 경우 미지의 상수들이 실제 값에 근접함을 시뮬레이션을 통해 입증하였다. 이러한 결과는 일반적으로 상수들이 운전 환경에 따른 온도 변화 및 동적 점의 변화, 또는 fault에 의한 갑작스런 변동에 따라 변화하는 경우에도 모델의 전류가 능동적으로 실제 전류 값으로 수렴하고 상수도 추정이 될 수 있다는 것을 보여 준다.

References

- [1] T. H. Lie, C. M. Young, and C. H. Lie, "Microprocessor-based controller design and simulation for a permanent magnet synchronous motor driver," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. IA-21, no. 4, pp. 516-523, May/June 1985.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/41.9173>
- [2] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall 1996.
- [3] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, New York: Springer-Verlag, 1996.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-97646-9>
- [4] J. Lewis Blackburn, Symmetrical Components for Power Systems Engineering, Marcel Dekker, New York (1993).
- [5] M. E. Haque and M. F. Rahman, "Influence of stator resistance variation on direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive performance and its compensation," IEEE Trans. on Industry Application, vol. 4, pp. 2563-2569, Oct. 2001.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ias.2001.955981>
- [6] S.J. Underwood and I. Husain, "Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2435-2443, July 2010.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2036029>
- [7] B. Cheng and T.R. Tesch, "Torque feedforward control technique for permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.57, No.3, pp. 969-974, Mar 2010.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2038951>
- [8] T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "On-line Identification of PMSM parameters: Model-reference vs. EKF," in Proc. Conf. IEEE IAS Annu. Meeting, Oct. 2008, pp. 1-8.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/08ias.2008.176>
- [9] L. Liu and D.A. Cartes, "Synchronization based adaptive parameter identification for permanent magnet synchronous motors," IET Control Theory Appl., vol.1, no.4, pp. 1015-1022, July 2007.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1049/iet-cta:20060065>
- [10] T. Liu, I. Husain, and M. Elbuluk, "Torque ripple minimization with online parameter estimation using neural networks in permanent magnet synchronous motors," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, Oct. 1998, vol.1, pp. 35-40
- [11] M.A. Rahman and M.A. Hoque, "On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. Energy Convers. vol.13, no.4, pp. 311-318, Dec. 1998.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/60.736315>
- [12] S. J. Underwood and I. Husain, "Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," IEEE Trans. on Ind. Elect. vol. 57, no. 7, pp. 2435-2443, July 2010.
- [13] D. C. Lim and D. M. Lee, "A Noble Parameter Estimation Algorithm for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors," The Trans. of KIPE vol. 18, no. 3, pp. 289-295, June 2013
- [14] T. Boileau, N. Leboeuf, and B. Nahid-Mobarakeh, "Online identification of PMSM parameters: Parameter identifiability and estimator comparative study," IEEE Trans. on Ind. Appl. vol.47, no.4, pp. 1944-1957, July 2011.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2011.2155010>
- [15] H. Yang, "Parameter estimation and adaptive control of permanent magnet synchronous motors" JKAIS vol. 15, no. 2, pp. 1044-1050, Feb. 2014.
DOI: <http://dx.doi.org/10.5762/kais.2014.15.2.1044>

양 현 석(Hyunsuk Yang)

[정회원]



- 1984년 5월 : Purdue Univ. 전자공학과 졸업
- 1991년 12월 : Univ. of California, Berkeley 전자공학 박사
- 1992년 3월 ~ 현재 : 홍익대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야>
적응제어, 최적제어