

매입형 영구자석 동기전동기를 위한 새로운 전동기 상수 추정 방법

임동찬¹, 이동명[†]

A Novel Parameter Estimation Algorithm for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors

Dong-Chan Lim¹, and Dong-Myung Lee[†]

Abstract - It is important to know exact values of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors(IPMSM) parameters such as stator resistance and inductance in order to have their high performance. This paper proposes a novel motor parameter(stator resistance, d&q axis inductance) estimation algorithm for IPMSM. The proposed estimation method utilizes back-EMF equations and model reference adaptive system(MRAS). The algorithm using back-EMF estimates d and q axis inductances in the constant torque region, and the stator resistance is estimated by using MRAS with the estimated inductance regardless of speed regions. The validity of the proposed algorithm is verified by simulations and experiments.

Keywords: parameter estimation, IPMSM, model reference adaptive system(MRAS)

1. 서 론

최근 산업 전반에 걸쳐 타 전동기에 비해 고출력, 고효율 및 고성능 특성을 가지는 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)의 사용이 확대되고 있으며, 이를 위한 연구도 활발히 진행되고 있다. 그 중 매입형 영구자석 동기전동기의 효율을 높이기 위해 많은 연구가 진행되고 있다. 전동기 설계에서부터 효율이 높은 구조를 개발하는 한편, 설계된 전동기의 성능개선을 위한 알고리즘도 많은 연구가 진행되고 있다. 전동기의 에너지 효율을 높이기 위해 전기적 손실을 고려하여 손실이 최소가 되는 지령전류를 발생하는 방법이 제안되었다^[1]. 철손의 경우 수식적으로 모델링하기 어려울 뿐만 아니라 전동기의 총 손실에 비해 매우 작은 값이므로 무시할 수 있지만, 동손의 경우 고정자 저항을 이용하여 간단히 수식적으로 전개할 수 있고, 손실의 크기 또한 줄일만한 충분한 가치가 있다. 그렇지만 고정자 저항은 연속운전 시 온도

에 따라 그 값이 변동하므로 동손의 정확한 모델링을 위해서는 변동하는 고정자 저항 값을 추정할 필요성이 있다. 대부분 전동기 제조사로부터 주어진 상수 값을 이용하여 전동기 구동 알고리즘을 설계한다. 그렇지만 전동기의 온도에 따라 고정자 저항의 경우 크기는 70%까지 변동하며^[2], 고정자 전류와 전동기 속도에 따라 인덕턴스의 경우 크기는 50%까지 변동한다. 이러한 상수의 변동은 전동기 효율을 감소시킬 뿐 아니라 시스템 전체를 불안정하게 만들며, 제어 성능에도 영향을 미친다^[3]. 전류제어기에서 정확한 전동기 상수 값을 알고 있을 경우, 최적의 지령전류를 발생하여 전동기 전체 효율을 높일 수 있으므로 정확한 전동기 상수의 추정이 필요하다.

현재까지, 다양한 전동기 상수 추정 알고리즘이 연구되었다. 상수 변동으로 발생하는 고정자 전압의 오차를 옵저버로 추정하여 간접적으로 상수 변동 값을 보상하는 방법이 연구되었다^[4]. [4]의 방식은 옵저버를 이용하여 구조가 간단하고 설계가 용이한 반면, 고정자 저항과 d, q축 인덕턴스가 함께 포함되어 있는 고정자 전압식을 이용하여 알고리즘을 구현하기 때문에 직접적으로 상수를 추정할 경우 상호간의 간섭으로 인해 부정확한 추정 값을 도출할 수 있다. 이를 보완하기 위해 직접적으로 d, q축 인덕턴스를 추정하여 보상하는 기법이 연구되었다^[5]. 그렇지만 이는 독립적으로 고정자 저항 값을 추정

Paper number: TKPE-2013-18-3-12 ISSN: 1229-2214
[†] Corresponding author: dmllee@hongik.ac.kr,
 School of Electronic and Electrical Eng., Hongik Univ.
 Tel: +82-2-320-3047 Fax: +82-2-320-1193
¹ Electric vehicle R&D team, Vtech ltd.
 Manuscript received Jan. 8, 2013; accepted Apr. 1, 2013

하여 d, q축 인덕턴스 추정 알고리즘에 적용하는 한계가 있다. 또한 고정자 저항의 추정기법에 대해서는 명확한 방법을 제시하고 있지 않다. 또한, 적응제어기법을 사용한 자속 옵저버를 이용하여 인덕턴스를 추정하는 기법도 연구되었다^[6]. 이 방식은 고정자 저항의 영향을 제거하여 d, q축 인덕턴스의 값을 실시간으로 정확히 추정할 수 있다. 이 기법 또한 고정자 저항 값의 변동은 배제하였기 때문에 고정자 저항으로 인한 효율 저감은 개선할 수 없다.

전동기 상수 추정에 적응제어기법을 이용할 경우, 알고리즘 자체가 복잡하기 때문에 구현하는데 어려움이 많으나 많은 전동기 상수를 동시에 추정할 수 있을 뿐 아니라 추정 성능도 뛰어나 추정기법 전반에 걸쳐 연구가 진행되고 있다. 이 중 MRAS(Model Reference Adaptive System)기법은 알고리즘이 비교적 간단하여 전동기의 상수 추정뿐만 아니라 인버터나 컨버터의 전압 불평형을 해소하는데도 적용되고 있다^[7]. MRAS기법을 이용한 유도전동기의 고정자 저항 추정 기법은 다양한 조건에서 추정 값을 정확히 도출할 수 있다^[8].

앞서 설명한 바와 같이 최적의 지령전류를 발생하기 위해서는 전동기 상수의 정확도가 매우 중요하다. 특히 고정자 전류 지령치에 직접적인 영향을 미치는 d, q축 인덕턴스의 오차는 전동기 효율에 큰 영향을 미친다. 또한 고정자 저항에 대한 전압강하 성분을 정확히 보상하기 위해서는 고정자 저항을 추정할 필요가 있다. 그러므로 고정자 저항과 인덕턴스를 모두 추정할 수 있는 기법 필요하다. 대부분의 전동기 상수 추정기법은 고정자 저항을 무시한 채 인덕턴스를 추정하거나, 적응제어기법

과 같은 복잡한 알고리즘을 통하여 인덕턴스와 고정자 저항을 추정한다. 고정자 저항의 영향을 무시한 경우, 고정자 저항의 변동이 인덕턴스의 추정 값에 영향을 주게 되므로 실제 인덕턴스와 오차가 발생할 수밖에 없으며, 고정자 저항을 추정하지 않았기 때문에 고정자 저항으로 인한 전압강하 역시 보상할 수 없다. 반면, 적응제어 기법을 이용하여 상수를 추정한 경우, 알고리즘이 복잡하여 구현하는데 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 위 문제점들을 해결한 상수 추정기법을 제안한다. 고정자 저항의 영향을 받지 않는 역기전력 식을 이용하여 d, q축 인덕턴스를 추정하고, 이를 통해 추정한 인덕턴스를 MRAS기법에 적용하여 고정자 저항을 추정한다. 제안하는 기법은 독립적인 방법으로 각 상수를 추정하므로 상호간에 간섭이 없고, 간단한 적응제어 기법인 MRAS기법을 이용하여 추정 알고리즘이 간단하고 시스템 구현이 간편하다. 제안하는 기법의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통해서 확인한다.

2. 전동기 상수 추정의 필요성

그림 1은 매입형 영구자석 동기전동기의 속도제어 시스템을 나타낸다. 기존의 매입형 영구자석 동기전동기 속도제어 구동알고리즘에 고정자 저항과 d, q축 인덕턴스 추정기를 설계하여 속도에 따른 최적의 전류지령을 발생하는 시스템을 구현한다.

매입형 영구자석 동기전동기는 특정 속도구간에 따라 적절한 전류제어방법을 적용하여야한다^[9]. 저속구간은 정 토크 영역으로 식(1), (2)와 같이 단위전류 당 최대

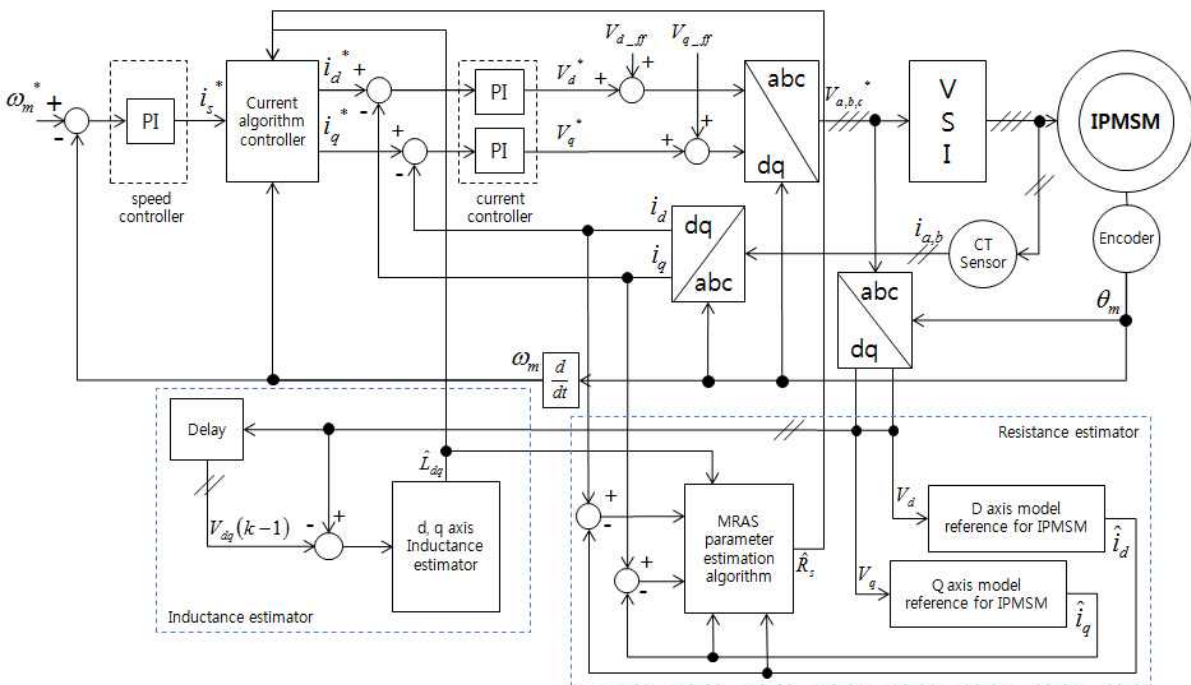


Fig. 1 The proposed IPMSM speed control scheme with parameter estimators

토크(MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 제어 기법을 이용하여 d, q축 전류제어를 한다.

$$i_d(k) = \frac{\lambda_m}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\lambda_m^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{i_s(k)^2}{2}} \quad (1)$$

$$i_q(k) = \sqrt{i_s(k)^2 - i_d(k)^2} \quad (2)$$

최적의 전류지령을 발생하기 위해서는 정확한 전동기 상수를 아는 것이 중요하다. 본 알고리즘에서는 비교적 변동이 작은 영구자석 쇠교 자속의 변동은 무시한다. 식(1)과 같이 정 토크 영역에서는 정확한 d, q축 인덕턴스 값으로 MTPA 지령전류를 발생할 수 있다. 전동기 속도가 증가하여 전압제한 곡선에 의한 운전영역의 제한을 받게 되면, 최대 출력을 발생하는 d, q축 전류의 지령치는 전압제한원과 전류제한원의 교점인 식(3), (4)로 나타난다.

$$i_d(k) = \frac{\lambda_m L_d - \sqrt{(\lambda_m L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left\{ \lambda_m^2 + (L_q i_s)^2 - \left(\frac{V_{sm}}{\omega} \right)^2 \right\}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (3)$$

$$i_q(k) = \sqrt{i_s(k)^2 - i_d(k)^2} \quad (4)$$

$$V_{sm} = V_m - R_s i_s \quad (5)$$

여기서, i_s 는 고정자 전류, V_m 는 사양서에 제시된 고정자 전압 최대값, V_{sm} 는 실제 고정자 전압 최대값이다.

정 출력영역에서 최적의 전류궤적을 발생하기 위해서는 고정자 저항에 의한 전압강하 영향을 고려하여야 한다. 이를 위해 d, q축 인덕턴스뿐만 아니라 고정자 저항의 정확한 값도 필요하다. 전동기의 효율을 높이기 위한 최적의 지령전류를 발생하기 위해서는 고정자 저항과 인덕턴스를 정확히 추정할 수 있는 기법이 필요하다.

3. 제안하는 전동상수 추정 알고리즘

3.1 역기전력을 이용한 d, q축 인덕턴스 추정 알고리즘

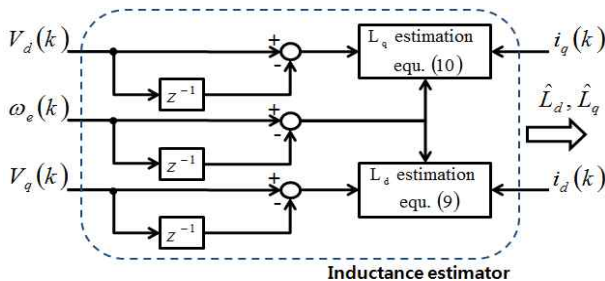


Fig. 2 Inductance estimator using back-EMF

전동기의 속도제어를 위한 최적의 d, q축 지령전류를 발생하기 위해서는 정확한 전동기 상수 값이 필요하다. 그 중 d, q축 인덕턴스는 전류지령에 직접적인 영향을 미치므로 그 값의 정확성이 전동기 효율에 직접적인 영향을 미친다.

전동기 운전 시, 변동하는 전동기 속도와 d, q축 전류 조건에 따라 인덕턴스의 값이 변동한다. 자기포화현상에 의해 변동하는 d축 인덕턴스 값은 비교적 작은 반면, q축 인덕턴스의 경우 그 값의 변동이 크기 때문에 q축 인덕턴스만 추정하는 논문도 제안되었다^[10]. 그렇지만 d축 인덕턴스의 변동을 무시한 채 q축 인덕턴스를 추정했기 때문에 q축 인덕턴스의 추정치에 오차가 발생하며, 이를 이용한 지령전류는 제어효율 감소로 이어진다. 본 논문에서는 d, q축 인덕턴스를 모두 추정하여 변동하는 인덕턴스에 대한 최적의 지령전류를 발생하여 효율을 높이고자 한다.

정 토크 영역에서의 단위전류 당 최대 토크 제어 기법은 d, q축 고정자 전류는 고정되어 있는 반면, d, q축 고정자 전압은 속도변화에 의한 역기전력의 상승으로 절대 값이 상승하게 된다. 이러한 특성을 이용하여 d, q축 인덕턴스 추정알고리즘을 설계한다. 식(6)과 (7)은 불연속시간에 대한 d, q축 고정자 전압 방정식이다. 여기서 사용된 전압과 전류 및 전동기 상수 값은 실제 값을 기준으로 한다.

$$V_d(k) = R_s i_d(k) + s L_d i_d(k) - \omega_e(k) L_q i_q(k) \quad (6)$$

$$V_q(k) = R_s i_q(k) + s L_q i_q(k) + \omega_e(k) L_d i_d(k) + \omega_e(k) \lambda_m \quad (7)$$

전동기가 정 토크 영역에서 구동할 때, 식(6)과 (7)을 이용하여 식(8), (9)와 같이 유도할 수 있다. 두 불연속 구간의 전압 차는 스위칭 주파수의 샘플링 주기를 조절하여 불연속 시간의 간격을 조절할 수 있다.

$$V_d(k) - V_d(k-1) = \omega_e(k-1) L_q i_q(k-1) - \omega_e(k) L_q i_q(k) = L_q i_q(k) [\omega_e(k-1) - \omega_e(k)] \quad (8)$$

$$V_q(k) - V_q(k-1) = [L_d i_d(k) + \lambda_m] \cdot [\omega_e(k) - \omega_e(k-1)] \quad (9)$$

여기서, $[\omega_e(k-1) - \omega_e(k)]$ 는 정 토크 영역의 과도 구값이므로 0이 아닌 유한한 값을 가진다.

정 토크 영역의 경우, 단위전류 당 최대 토크 제어 기법으로 d, q축 전류지령을 발생하기 때문에 전동기의 최대 토크가 발생하는 구간이며, 이로 인해 전동기의 가속도 역시 최대가 된다. 또한 역기전력으로 인한 전압변동도 최대가 된다. 그러므로 식(8), (9)를 이용하면 d, q축 인덕턴스를 아래 식(10), (11)과 같이 도출할 수 있다.

$$\hat{L}_d = [(e_{vq} \cdot e_w^{-1}) - \lambda_m] \cdot i_d(k)^{-1} \quad (10)$$

$$\hat{L}_q = e_{vd} [e_w \cdot i_q(k)]^{-1} \quad (11)$$

여기서, $e_{vd} = V_d(k) - V_d(k-1)$, $e_{vq} = V_q(k) - V_q(k-1)$, $e_w = \omega(k) - \omega(k-1)$ 이다.

그림 2는 제안하는 인덕턴스 추정기 블록도이다. 정토크 영역 제어구간에서 식(10), (11)을 이용하여 \hat{L}_d , \hat{L}_q 를 추정한다.

3.2 MRAS을 이용한 고정자 저항 추정 알고리즘

고정자 저항에 의한 전압강하 영향을 정확히 보상하기 위해서는 정확한 고정자 저항 값이 필요하다. 이를 위해 인덕턴스 추정기법과는 독립적으로 MRAS기법을 이용하여 고정자 저항 추정 알고리즘을 설계한다.

식(12)는 매입형 영구자석 동기전동기의 d, q축 고정자 전압 방정식이다. 이를 이용하여 MRAS 기본 모델 식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d + sL_d i_d - \omega L_q i_q \\ V_q &= R_s i_q + sL_q i_q + \omega L_d i_d + \omega \lambda_m \end{aligned} \quad (12)$$

고정자 전압 방정식을 이용하여 식(13)과 같은 상태방정식을 유도할 수 있다. 여기서 V_d , V_q , 및 i_d , i_q 의 값은 전동기의 실제 값이며, R_s , L_d , L_q 의 파라미터 값도 전동기의 실제 값이다.

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} &= -\omega \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{V_q}{L_q} - \omega \frac{\lambda_m}{L_q} \end{aligned} \quad (13)$$

추정치를 기준으로 한 상태방정식도 식(14)와 같이 나타낼 수 있다. 식(13)에서의 L_d , L_q 는 역기전력을 이용한 인덕턴스 추정알고리즘을 통해 실제 값을 추정하였으므로 전동기의 실제 값과 같다고 볼 수 있다. 따라서 식(13)에서의 추정대상은 R_s 와 λ_m 이 된다. 그렇지만 본 논문에서는 λ_m 의 변동을 무시하여 상수로 취급하므로 최종 추정대상은 R_s 가 되며, R_s 의 추정치를 통해 연산되는 i_d , i_q 도 추정치라 볼 수 있다.

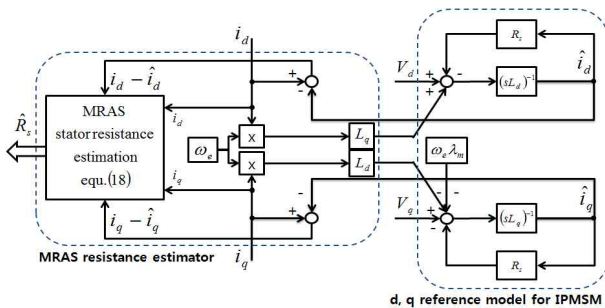


Fig. 3 MRAS resistance estimator

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_d}{dt} &= -\frac{\hat{R}_s}{L_d} \hat{i}_d + \omega \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} &= -\omega \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\hat{R}_s}{L_q} \hat{i}_q + \frac{V_q}{L_q} - \omega \frac{\lambda_m}{L_q} \end{aligned} \quad (14)$$

식(13)은 MRAS 모델식의 기준 모델이 되고, 이 기준 모델의 값과 식(14)의 차를 이용하여 매입형 영구자석 동기전동기의 MRAS 기본 모델 식을 식(15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \Delta R_s \hat{i}_d \\ \frac{1}{L_q} \Delta R_s \hat{i}_q \end{bmatrix} \\ \dot{E} &= AE - W \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $e_{id} = i_d - \hat{i}_d$, $e_{iq} = i_q - \hat{i}_q$, $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$ 이다.

한편, MRAS 기본 모델 식을 이용한 알고리즘을 만족하기 위해서는 식(16)의 Popov's integral inequality를 만족해야한다.

$$\int_0^t E^T W dt \geq -r^2 \quad (16)$$

$$\begin{aligned} E^T W &= [e_{id} \ e_{iq}] \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \Delta R_s \hat{i}_d \\ \frac{1}{L_q} \Delta R_s \hat{i}_q \end{bmatrix} \\ &= \Delta R_s \left(\frac{1}{L_d} \hat{i}_d e_{id} + \frac{1}{L_q} \hat{i}_q e_{iq} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

Popov's integral inequality를 만족하기 위해서는 식(17)의 $E^T W$ 을 적분한 값이 항상 양의 값을 가져야 한다. 이를 만족하도록 PI제어기를 구성하면, Popov's integral inequality를 만족하는 매입형 영구자석 동기전동기의 MRAS 고정자 저항 추정 알고리즘을 구현할 수 있다. 아래 식(18)은 MRAS 고정자 저항 추정식이다.

$$\begin{aligned} \Delta R_s &= \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left(\frac{1}{L_d} \hat{i}_d e_{id} + \frac{1}{L_q} \hat{i}_q e_{iq} \right) \\ \therefore \hat{R}_s &= - \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left(\frac{1}{L_d} \hat{i}_d e_{id} + \frac{1}{L_q} \hat{i}_q e_{iq} \right) + R_{s0} \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, R_{s0} 는 고정자 저항의 초기 값이다.

그림 3은 제안한 MRAS 알고리즘을 이용한 고정자 저항 추정기의 블록도를 나타낸다. 전동기의 실제 V_d , V_q 값으로부터 d, q축 전류의 추정 값을 발생하고, 이 추정 값과 실제 값을 비교하여 식(18)과 같이 \hat{R}_s 를 추정한다.

Table 1 Specification of the IPMSM used for simulation studies

| Specification of the PM synchronous motor | |
|---|-------------------------------|
| Rated output | 390 [W] |
| Rated torque | 1.49 [Nm] |
| Rated current | 1.3 [A] |
| Stator resistance | 2.4 [Ω] |
| D axis inductance | 0.075 [H] |
| Q axis inductance | 0.114 [H] |
| PM flux linkage | 0.193 [V-s] |
| Number of poles | 4 [poles] |
| Inertia | 0.000015 [kg-m ²] |

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 전동기 상수 추정 알고리즘을 검증하기 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 매입형 영구자석 동기전동기의 사양 및 상수의 정보는 표 1과 같다. 고정자 저항의 경우 최대 50%, 인덕턴스는 최대 30%의 변동조건에서 추정 알고리즘의 타당성을 시험하였다. 변동된 고정자 저항과 인덕턴스의 추정 알고리즘을 독립적으로 시험한 후, 두 상수 변동에 의한 상호간의 간섭이 추정 알고리즘에 영향을 미치는지 통합하여 시험하였다.

그림 4는 R_s 가 2.4 Ω 로 변동되지 않았을 때의 d, q 축 인덕턴스 추정그래프이다. 좌측의 그래프는 L_d 가 0.075H, L_q 가 0.114H로 변동하지 않았을 때의 그래프이고, 우측의 그래프는 L_d 가 0.0975H, L_q 가 0.1482H로 30% 변동했을 때의 추정그래프이다. 인덕턴스의 변동에 상관없이 0.014초 이후부터 제안한 알고리즘에 의해서 실제 d, q축 인덕턴스 값을 정확히 추정하고 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 L_d 가 0.075H, L_q 가 0.114H로 변동되지 않았을 때의 R_s 의 추정그래프이다. 좌측의 그래프는 R_s 가 2.4 Ω 로 변동하지 않았을 때의 그래프이고, 우측의 그래프는 R_s 가 3.6 Ω 로 50% 변동했을 때의 추정그래프이다. 고정자 저항의 변동에 상관없이 0.1초 이후부터 제안한 알고리즘에 의해서 실제 고정자 저항의 값을 1% 오차내로 정확히 추정하고 있다.

그림 6은 전동기의 속도 지령이 1000rpm일 때 R_s 가 3.6 Ω , L_d 가 0.0975H, L_q 가 0.1482H로 변동하였을 때의 추정그래프이다. d, q축 인덕턴스는 0.02초 이후부터 실제 값을 추정하고 있으며, 고정자 저항은 0.08초 이후부터 실제 값을 추정하고 있다. 고정자 저항과 d, q축 인덕턴스가 동시에 변하는 조건에서 시뮬레이션을 수행하였지만 1% 오차내로 파라미터를 정확히 추정하는 것을 확인할 수 있다.

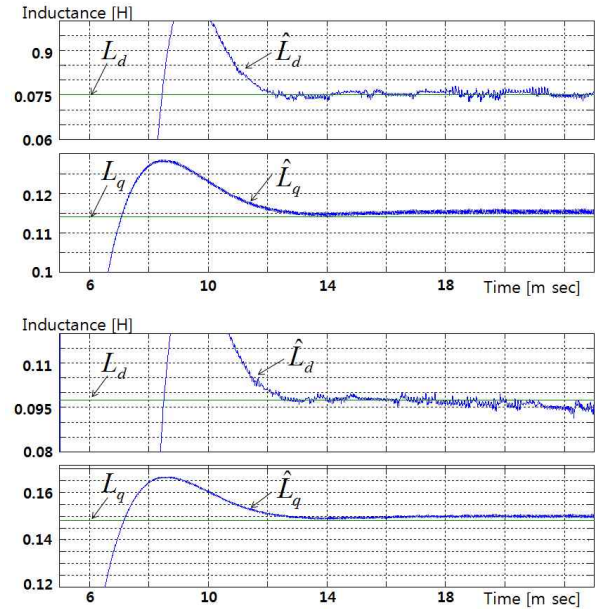


Fig. 4 Inductance estimation using back-EMF
 [top: $L_d=0.075H$, $L_q=0.114H$],
 bottom: $L_d=0.0975H$, $L_q=0.1482H$]

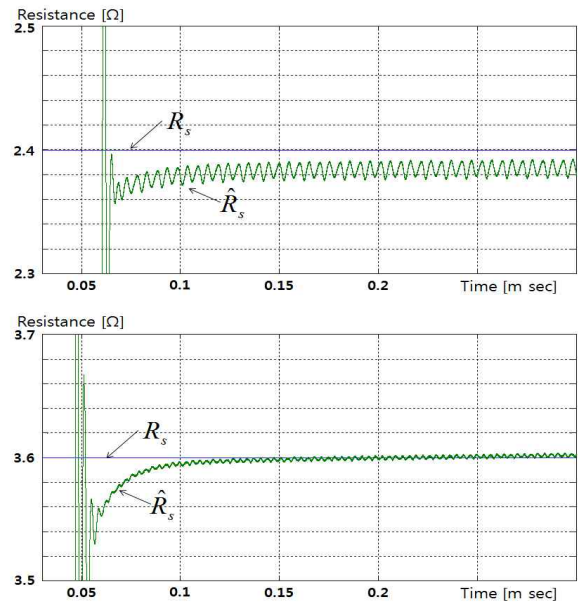


Fig. 5 Stator resistance estimation using MRAS
 [top: $R_s=2.4\Omega$, bottom: $R_s=3.6\Omega$]

5. 실험

제안하는 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 7과 같이 390W 매입형 영구자석 동기전동기의 다이내모 세트와 인버터로 실험세트를 구성하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 8kHz이다. 실험에 이용한 전동기의 사양은 표 2와 같다. 그림 8은 전동기의 초기 과도구간에서 역기전력을 이용하여 d, q축 인덕턴스를 추정한 그래프를 나타낸다.

사양서에서 제시한 인덕턴스 값과 추정 알고리즘을 통해 추정한 인덕턴스 값에 차이가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서 설명한 바와 같이 고정자 전류에 따라 인덕턴스의 값이 변동하기 때문에 사양서에서 제시한 값은 실제 값과 소량의 오차가 발생한다.

그림 9는 1000rpm에서 MRAS 고정자 저항 추정 알고리즘에 추정 인덕턴스를 적용하여 고정자 저항을 추정한 그래프를 나타낸다. 정확한 고정자 저항 값과 추정한 고정자 저항 값을 비교하기 위해서 실험 직후 고정자 저항을 LCR미터로 측정하였다. 실험을 통해 추정한 고정자 저항이 실제 값을 정확히 추정하는 것을 확인할 수 있다.

Table 2 Experiment parameter of IPMSM

| Specification of a PM synchronous motor | |
|---|-------------------------------|
| Rated output | 390 [W] |
| Rated torque | 1.49 [Nm] |
| Rated current | 1.3 [A] |
| Stator resistance | 2.4 [Ω] |
| D axis inductance | 0.075 [H] |
| Q axis inductance | 0.114 [H] |
| PM flux linkage | 0.193 [V-s] |
| Number of poles | 4 [pole] |
| Inertia | 0.000015 [kg-m ²] |

6. 결 론

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 고정자 저항과 d, q축 인덕턴스의 새로운 추정기법을 제안하였다. 매입형 영구자석 동기전동기 제어 시, 최적의 지령 전류 발생하기 위해서는 d, q축 인덕턴스의 정확한 값이 필요하며, 고정자 저항에 의한 전압강하 성분을 보상하기 위해서는 정확한 고정자 저항 값이 필요하다.

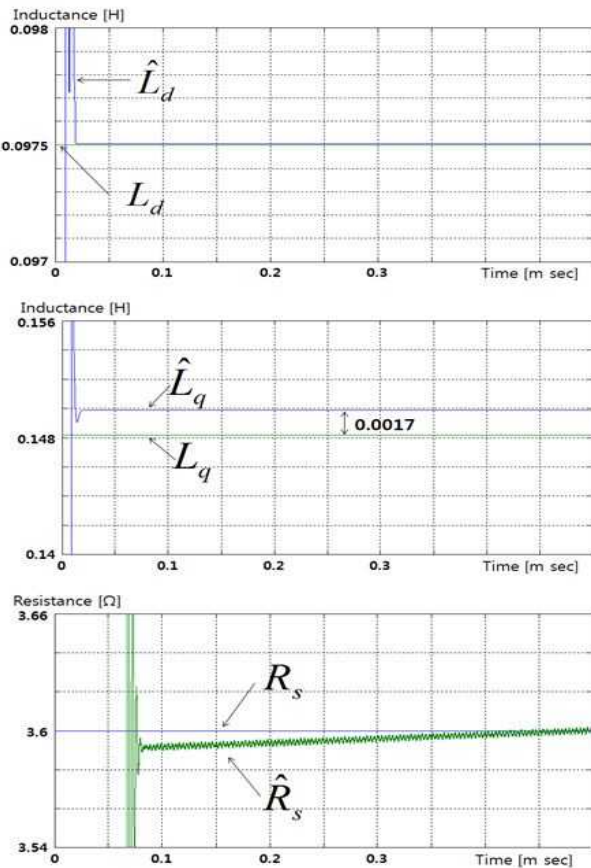


Fig. 6 Experimental estimation graph ($R_s=3.6\Omega$, $L_d=0.0975H$, and $L_q=0.1482H$)

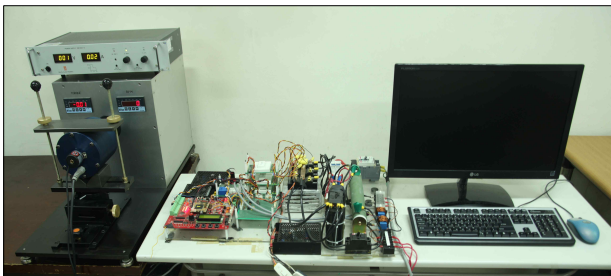


Fig. 7 Experimental setup for IPMSM drive system

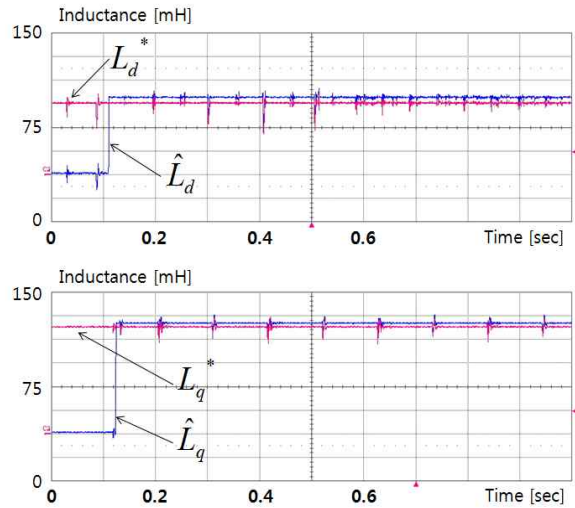


Fig. 8 Experimental waveform for inductance estimation using back-EMF

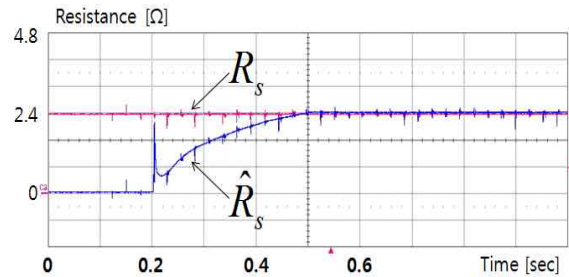


Fig. 9 Experimental waveform for stator resistance estimation using MRAS

이를 위하여 본 논문에서는 전동기의 초기 과도구간 특성을 이용하여 역기전력을 이용한 인덕턴스 추정기법을 제안하였으며, 이를 통해 추정된 인덕턴스를 MRAS 기법에 적용하여 고정자 저항 추정기법을 제안하였다. 제안한 추정기법은 기존의 기법과 달리 d, q축 인덕턴스와 고정자 저항 추정 시, 서로간의 간섭을 제거하였으며, 알고리즘이 간단하고 정확한 d, q축 인덕턴스와 고정자 저항을 추정한다. 제안한 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였다.

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원(2010-0008884)과 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (No. 2010T100200468)

References

- [1] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Vol. 41, No. 5, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [2] 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 Applications*, Vol. 4, pp. 2563-2569, Oct. 2001.
- [3] Y.S. Park, S.K. Sul, J.K. Ji, Y.J. Park, and D.H. Lee, "Effects of parameter errors on sensorless operation of PMSM," *Trans. of KIPPE*, Vol. 16, No. 1, pp. 71-78, 2011.
- [4] H.B. Kim and R.D. Lorenz, "Improved current regulators for IPM machine drives using on-line parameter estimation," *IEEE IAS annual meeting*, Vol. 1, pp. 86-91, 2002.
- [5] R.L. Shrestha and J.K. Seok, "Online compensation of parameter variation effects for robust interior PM synchronous motor drives," *Trans. of KIPPE*, Vol. 11, No. 5, pp. 713-718, 2011.
- [6] Y.S. Jeong and S.K. Sul, "Adaptive flux observer with on-line inductance estimation of an IPMSM considering magnetic saturation," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2467 - 2473, June 2005.
- [7] H.K. Shin, H.W. Kim, K.Y. Cho, and B.K. Lim, "A current control with the compensation of the input voltage unbalance and distortion for three phase PWM rectifier," *Trans. of KIPPE*, Vol. 16, No. 6, pp. 594-601, 2011.
- [8] V. Vasic, S.N. Vukosavic, and E. Levi, "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 4, pp. 476-483, Dec. 2003.
- [9] S. Morimoto, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, pp. 920-926, July/Aug. 1994.
- [10] Y.I. Mohamed and T.K. Lee, "Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 3, pp. 636-644, Sep. 2006.



임동찬(林東燦)

1988년 10월 22일생. 2011년 홍익대 전자전 기공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전자정보 통신공학과 졸업(석사). 2013년~현재 브이 씨텍 EV개발팀 연구원.



이동명(李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 조지아공대 ECE 졸업(공학박). 1996년~2000년 LG전자 DA연구소 주임연구원. 2004년~2006년 삼성 SDI 중앙연구소 책임연구원. 2007년 한양대 BK21 연구교수. 2012년 Texas A&M 대학 방문교수. 2008년~현재 홍익대 전자전기공학부 부교수. 당 학회 편집위원.