

칼만 필터를 이용한 영구자석 동기 전동기의 고정자 저항값 검출 방법

황상진¹, 이동명[†]

Stator Resistance Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor by using Kalman Filter

Sangjin Hwang¹ and Dongmyung Lee[†]

Abstract

Accurate estimation of motor parameters is required in some motor control applications. For example, the value of stator resistance is required for stator flux-oriented control mostly used in doubly fed induction generator systems. Stator resistance is not a constant value and continuously changes due to the rise in temperature during motor operation. Estimation errors degrade the control performance. Hence, this study proposes a simple stator resistance estimation method. In this scheme, the differential components of voltage and current values are used to eliminate the dead-time effect, and Kalman filter algorithm is applied to reduce the error according to measurement noise. Simulation and experimental results obtained with a permanent magnet motor show the validity of the proposed algorithm.

Key words: PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor), Parameter estimation, Stator resistance, Kalman filter

1. 서 론

벡터 제어 방식을 적용한 전동기 제어는 여러 산업 분야에 널리 사용되고 있다^{[1],[2]}. 전동기를 제어하기 위해서는 자속 제어와 토크 제어가 필요하며, 전동기의 상수에 대한 정보가 필요한 경우가 있다. 예를 들면, DTC(Direct Torque Control) 기법의 경우 고정자 자속 및 전동기 발생 토크 계산시 전동기의 고정자 저항값이 필요하다^[3]. DTC 뿐만 아니라, 풍력발전기로 사용되는 DFIG(Doubly Fed Induction Generator)의 고정자 자속 기준 벡터 제어의 경우에도 고정자 자속의 위치 계산을 위해서는 고정자 저항값의 정확한 추정이 요구된다.

한편, 전동기의 상수들은 운전 조건에 따라 변화하는 값이다. 전동기의 운전 시 발열로 인한 온도 상승으로 고정자 저항값은 70% 까지 변동된다^[4]. 이러한 전동기

상수의 변동은 추정하고자 하는 값에 오차를 가져와 제어 특성 저하의 원인이 된다.

지금까지 전동기 상수 추정에 대한 여러 연구가 발표되었다^{[5]-[12]}. 상수 변동으로 인한 고정자 전압 오차를 옵저버(Observer)로 추정하여 간접적으로 변동 값을 보상하는 방법^[5], 정상상태 전류, 전압 및 토크의 측정치를 근거한 색인표를 이용한 방법^[6], 적응 제어 기법을 이용한 방법^{[7]-[9]}, 뉴럴 네트워크 기법^[10] 등이 연구되었다.

상수 변동으로 인한 고정자 전압 오차를 옵저버로 추정하는 방식은 구조가 간단하고 설계가 용이하지만, 고정자 전압식을 이용하기 때문에 고정자 저항과 $d-q$ 축 인덕턴스가 함께 포함되어 있어 상수 추정 시 상호간 간섭으로 인한 부정확한 값을 추정할 수 있다. 이를 보완하기 위해 직접적인 $d-q$ 축 전동기 상수 추정 보상 기법이 연구되었으나^[11], 이는 독립적으로 고정자 저항값을 추정하는데 한계가 있다.

적응 제어 기법 같은 경우에는 알고리즘은 복잡하여 구현하는데 어려우나 상수를 동시에 추정하면서 성능도 뛰어나 여러 방식이 제안되었다^[12]. [12]에서는 비선형 관계식을 새로운 상수를 이용하여 선형 시스템으로 표현한 뒤 Lyapunov 함수를 이용하여 상수를 추정한 후, 시스템의 상수들을 추정하는 2단계 방식을 제안하였다.

Paper number: TKPE-2019-24-2-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: dmlee@hongik.ac.kr, School of Electronic and Electrical Eng., Hongik Univ.

Tel: +82-2-320-3047 Fax: +82-2-320-1193

¹ School of Electronic and Electrical Eng., Hongik Univ.
Manuscript received Sep. 30, 2018; revised Oct. 22, 2018;
accepted Nov. 12, 2018

이는 추정의 안정성은 입증되었지만 2단계 추정으로 인한 계산량 증가로 인해 실시간 추정에는 어려움이 있다. 정상상태 전류, 전압 및 토크의 측정치를 근거한 색인표를 이용한 방법 또한 자기적 포화나 온도변화에 따른 상수의 변화에는 능동적으로 대처할 수 없으며, 비선형 시스템으로 데이터 계산의 단점이 있다. 뉴럴 네트워크 같은 경우에는 학습 기간이 필요하여 초기에 오랜 시간이 걸리고, 조건이 변동하는 경우 또 다른 학습이 필요하다는 문제가 있다.

이에 따라 본 논문에서는 구현이 간단하며, 측정 오차를 저감시킬 수 있는 고정자 저항 추정 방식을 제안한다. 저항 추정시에 일반적으로 전압, 전류 정보가 사용된다. 특히 전압의 경우에는 데드타임(dead time)의 영향으로 실제 전압과 지령치 전압간의 오차가 발생한다. 따라서 제안하는 기법에서는 전압과 전류의 측정 오차 및 측정 노이즈 등의 제거하는 기법을 제안한다. 데드타임의 영향을 배제하고자 전압은 차동식을 적용한다.

즉, 전류를 순차적으로 증가시켜 전압과 전류의 차를 통하여, 전압 및 전류의 증가율을 통한 저항식을 기반으로 한다. 또한 측정 오차 등을 제거하기 위하여 칼만 필터(Kalman Filter) 알고리즘을 적용하는 것을 제안한다.

제안하는 고정자 저항값 검출 기법의 유용성을 보이기 위하여 Matlab/Simulink를 사용하여 모의실험하며, 시뮬레이션에 사용한 전동기는 PMSM이다. NXP사의 MPU5643L을 사용한 인버터와 표면 부착형 영구자석 전동기(SPM)에 대해 실험을 수행하며, 이를 통해 제안하는 전동기 고정자 저항값 추정 알고리즘의 타당성을 보인다.

2. 고정자 저항 추정의 필요성

본 논문에서 추정하고자 하는 것은 고정자 저항이다. 고정자 저항의 추정이 필요한 예는 서론에서 간단하게 언급하였으나, 본 절에서 고정자 저항이 포함된 수식을 통해 저항 추정을 필요성을 언급하면 다음과 같다. 식 (1)은 DTC 기법 적용시 필요한 토크 방정식이다^[3]. 식 (1)의 자속값은 식 (2)와 같이 전압과 전류, 전동기 상수 중의 하나인 저항값을 이용하여 얻는다. 식 (2)에서 알 수 있듯이, 전동기의 고정자 저항(이하 R_s)값에 오차가 존재하는 경우 자속 계산에 오차가 있음은 자명하다. R_s 는 전동기의 운행에 따라 발열에 의해서 변동하는 값으로 그 변동 범위가 70%에 달한다. 식 (2)에서 부정확한 R_s 정보로 인해 식 (3)에서 계산되는 자속의 크기 및 식 (4)로 부터 계산되는 고정자 자속의 위치에 오차를 수반하게 된다. 서론에서 언급한 DFIG에서의 고정자 저항의 변동은 DFIG의 제어에 주로 사용되는 고정자 자속 기준 벡터 제어에서의 고정자 자속 위치의 오차를 야기한다. 즉, 고정자 자속의 크기는 식 (3), 자속의 위치는 식 (4)를 이용하게 되나, R_s 의 오차는 식 (4)의 결

과에 오차를 야기한다. 따라서 전동기의 고정자 저항 값을 정확히 검출하여야 한다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (1)$$

$$\lambda_{dqs}^s = \int e_{dqs}^s d\tau = \int (v_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) d\tau \quad (2)$$

$$|\lambda_s^s| = \sqrt{(\lambda_{ds}^s)^2 + (\lambda_{qs}^s)^2} \quad (3)$$

$$\theta_e = \tan^{-1}(\lambda_{qs}^s / \lambda_{ds}^s) \quad (4)$$

여기서, T_e 는 전동기 발생 토크이며, λ 는 자속, θ_e 는 고정자 자속의 위치이다. 위첨자 s 는 정지좌표계(stationary reference frame)상의 값을 의미한다. 한편, 아래첨자 s 는 고정자(stator)를 의미한다.

3. 제안하는 저항값 추정 알고리즘

저항 추정의 기본식은 식 (5)이다. 저항(R)은 V/I 로 나타낼 수 있겠으나, 차동식을 이용하여 측정 오차 및 데드타임의 영향을 제거하고자 한다.

$$R_s = \frac{\Delta v_{ds}}{\Delta i_{dse}} \quad (5)$$

식 (5)를 이산 형태로 나타내면 아래의 식 (6)과 같다.

$$R_s(k) = \frac{v_{ds}(k) - v_{ds}(k-1)}{i_{dse}(k) - i_{dse}(k-1)} = \frac{v_{ds}^*(k) - v_{ds}^*(k-1)}{i_{dse}^*(k) - i_{dse}^*(k-1)} \quad (6)$$

식 (6)에서 $v_{ds}(k) - v_{ds}(k-1) = v_{ds}^*(k) - v_{ds}^*(k-1)$ 로 d 축 고정자 전압의 값은 지령치를 사용하였다. 한편, *는 지령치를 의미한다.

일반적으로 인버터의 데드타임으로 인한 실제치와 지령치 간의 왜곡을 보정하기 위해 식 (7)을 이용한다. 널리 알려진 것과 같이, 부하전류의 극성을 고려하여 극전압의 왜곡을 보정한다. 식 (7)에서 ΔV 는 데드타임에 의한 출력전압 왜곡분이다.

$$\begin{aligned} v_{an}^*(k) &= v_{an}(k) - \Delta V \cdot \text{sign}(i_{as}(k)) \\ v_{bn}^*(k) &= v_{bn}(k) - \Delta V \cdot \text{sign}(i_{bs}(k)) \\ v_{cn}^*(k) &= v_{cn}(k) - \Delta V \cdot \text{sign}(i_{cs}(k)) \end{aligned} \quad (7)$$

한편, 전동기 정지 시 식 (5)를 이용하여 R_s 검출을 위해 d 축 전류를 증가 혹은 감소시킬 때, 전동기가 정지한 상태이므로 상전류의 부호는 동일하다. 따라서 식 (7)에서 계산된 값을 $k, k-1$ 시점에서의 차동식으로 계산하는

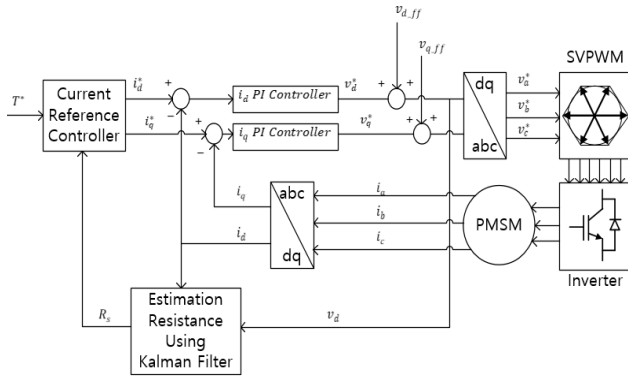


Fig. 1. PMSM control block diagram with the proposed resistance estimation scheme.

경우 식 (7)의 $\Delta V \cdot \text{sign}(i_{as}(k), i_{bs}(k), \text{ or } i_{cs}(k))$ 값은 각상 전류에 대해서 동일 값이므로 식 (6)과 같이 차동형태를 취할시 상쇄되므로 데드 타임의 영향이 배제됨을 볼 수 있다.

본 알고리즘의 기본식은 식 (5)를 이용하고, 정지 시 R_s 를 추정하는 경우이므로, 유도전동기 및 영구자석 전동기에 모두 적용 가능한 기법이다. 한편, 최근에는 유도전동기에 비해 효율이 우수한 영구자석 전동기가 전기자동차 가전제품 등에서 널리 사용되고 있다. 따라서, 본 알고리즘의 성능을 영구자석 전동기에 적용하여 보려고 한다. 식 (8)은 표면 부착형 영구자석 전동기의 고정자 전압 방정식이다. 여기서, λ_f 는 쇠교자속, L_s 는 고정자 인덕턴스, R_s 는 고정자 저항, v_{ds} 는 d 축 고정자 전압, v_{qs} 는 q 축 고정자 전압, ω_e 는 전기적 각주파수, i_{dse} , i_{qse} 는 각각 d 축 고정자 전류, q 축 고정자 전류, $p = d/dt$ 이다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_s + R_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & pL_s + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dse} \\ i_{qse} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_f \end{bmatrix} \quad (8)$$

표면 부착형 영구자석 전동기의 토크는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있으며, 매입형 영구자석 전동기(IPM)에 대한 토크는 식 (10)과 같이 나타난다. 매입형 영구자석 전동기는 돌극성에 의하여 표면 부착형 영구자석 전동기의 인덕턴스로 L_s 가 d , q 축에 대하여 각각 L_{ds} , L_{qs} 로 나타난다. 그림 1은 PMSM의 전체 제어 시스템으로 시뮬레이션 및 실험에 적용된 형태이다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f i_{qse} \quad (9)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_f i_{qse} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{dse} i_{qse}) \quad (10)$$

식 (9)의 SPM의 경우, i_{dse} 는 토크 발생에 기여하지 않으며, 식 (10)의 IPM에서의 토크는 $i_{qse} = 0A$ 인 상태에

서는, i_{dse} 는 토크에 기여하는 바가 없다. 따라서, 본 연구에서는 전동기가 정지 시에, q 축 전류를 $0A$ 로 고정한다, d 축 전류를 가변하여, 식 (5)와 같이 전압 및 전류의 증가율을 통한 저항 계산을 행한다. 한편, R_s 추정 알고리즘은 본 연구실에서 보유하고 있는 인휠(In-wheel) 전동기인 표면 부착형 영구자석 전동기에 적용한다.

식 (5)를 k 차, $k-1$ 차의 값으로 즉 한 번의 차동값의 형태로도 구할 수 있으나, 전류 측정 등에 의한 계산의 오류를 가져올 수 있다. 따라서, 이러한 오류의 방지를 위하여 칼만 필터를 적용하고, 이를 위해 식 (5)를 아래의 이산 형태로 표현하면 식 (11)-(15)와 같다.

$$z(k) = H(k) \cdot x(k) \quad (11)$$

$$\hat{x}(k) = A\hat{x}(k-1) \quad (12)$$

$$z(k) = v_{ds}^*(k) - v_{ds}^*(k-1) \quad (13)$$

$$H(k) = i_{dse}(k) - i_{dse}(k-1) \quad (14)$$

$$\hat{x}(k) = R_s(k) = R_s(k-1) \quad (15)$$

한편, 칼만 필터 수식은 식 (16)-(20)과 같다^[13].

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} \quad (16)$$

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (17)$$

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (18)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (19)$$

$$P_k = P_k^- - K_k H P_k^- \quad (20)$$

여기서, K 는 칼만 필터 이득, P 는 state 공분산 벡터를 의미한다. $-$ 는 예상치, k 와 $k-1$ 는 각각, 현재치와 과거치를 칭한다. Q 는 프로세스 노이즈의 공분산 행렬, R 은 측정 노이즈의 공분산 행렬이다.

한편, 식 (13)을 통해서 $z(k)$ 를 구하는 경우에는 지령치를 사용하였다. v_{ds}^* 는 d 축 고정자 전압 지령치를 의미한다. 전압 지령치는 데드타임의 영향으로 인해, 실제 전압과 다르다. 앞서 설명한 것과 같이, i_{dse} 를 점진적으로 증가 혹은 감소시 상전류의 극성은 한쪽의 부호만을 유지하므로, 식 (13)의 $v_{ds}^*(k) - v_{ds}^*(k-1)$ 과 같이 차동식을 이용하여, 인가전압의 차이를 구하므로 데드타임에 의한 영향은 제거된다.

따라서, 기존 데드타임 전압 오차를 배제하기 위하여 차동식을 이용하는 방식에 칼만 필터를 추가로 사용하여 고정자 저항값을 계산하였다.

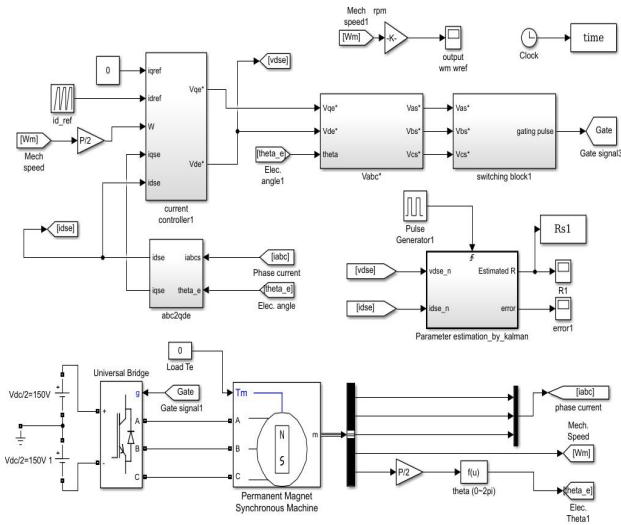


Fig. 2. Simulink simulation model of the proposed scheme.

TABLE I
SPECIFICATION OF PMSM USED FOR SIMULATION

Specification of PMSM	
Stator resistance	0.0763 [Ω]
Stator inductance	60 [μ H]
Rated output	3.8 [kW]
Rated torque	150 [N·m]
Rated current	86 [A]
Number of poles	32 [pole]

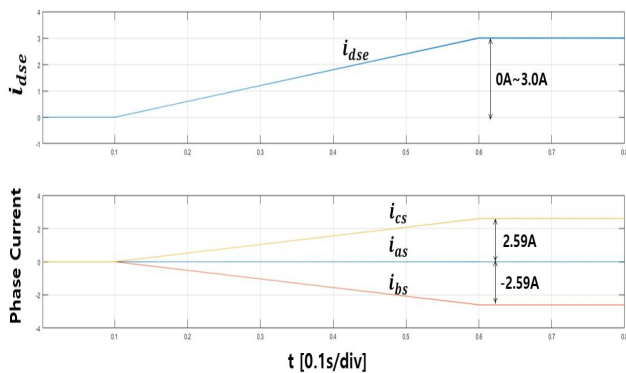


Fig. 3. Simulation waveform of d -axis current and corresponding phase currents: (upper) i_{dse} , (lower) phase currents.

4. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 전동기 상수 추정 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 그림 2와 같이 Matlab/Simulink를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 실제 전동기와 같은 스펙으로 PMSM을 설정하였으며 SVPWM을 적용했다. 칼만 필터를 이용한 고정자 저항값 추정부분

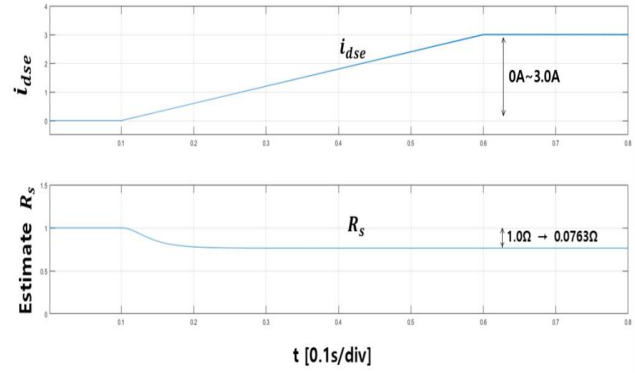


Fig. 4. Simulation waveform with initial value $R_s=1.0\Omega$: (upper) i_{dse} , (lower) estimated stator resistance($Q=1.0$, $R=0.03$).

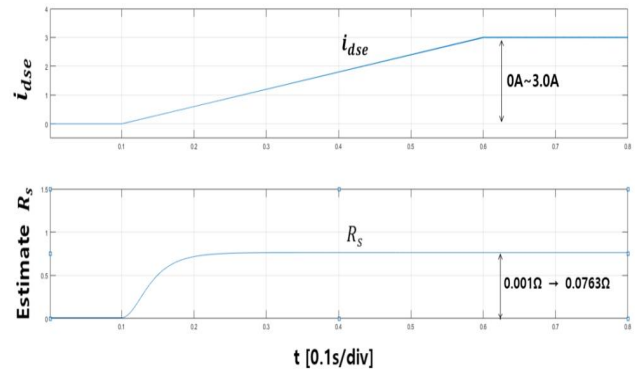


Fig. 5. Simulation waveform with initial value of $R_s=0.01\Omega$: (upper) i_{dse} , (lower) estimated stator resistance($Q=1.0$, $R=0.03$).

은 m-file로 작성하였다. 전동기 사양은 표 1과 같다.

R_s 검출을 위하여 그림 3-(상)의 파형처럼 i_{dse} 를 0A에서 3A로 증가시켰다. 그림 3-(하)에서 볼 수 있듯이 위로부터 i_{cs} , i_{as} , i_{bs} 순서의 상전류는 각각 0A를 시작으로 2.59A, 0A, -2.59A로 i_{dse} 와 같은 형상으로 변동하여 감을 볼 수 있다. 본 연구에서 보인 아래의 시물레이션에서는 q 축을 a 축과 일치시킨 경우이다.

따라서, $i_{dse}=3A$, $i_{qse}=0A$ 이면, 본 시물레이션과 같이 $i_{as}=0A$, $i_{bs}=-3 \times \cos(30^\circ)=-2.59A$, $i_{cs}=2.59A$ 가 됨을 볼 수 있다. 한편 전류의 방향이 + 혹은 -의 한쪽 극성만을 가지므로 데드 타임에 대한 전압 증가분 혹은 감소분이 동일한 크기를 가지므로 식 (21)과 같이 차동분 전압 적용 시 지령치의 변동분은 실제치의 변동분과 일치한다.

$$z(k) = v_{ds}^*(k) - v_{ds}^*(k-1) = v_{ds}(k) - v_{ds}(k-1) \quad (21)$$

그림 4, 5는 본 알고리즘을 통한 추정된 저항값의 파형을 보여준다.

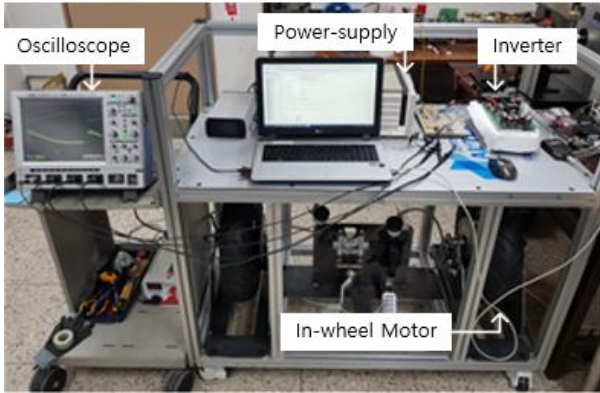


Fig. 6. Experimental setup for estimating stator resistance: in-wheel motor and driver.

그림 4에서는 초기 저항값을 크게 설정된 경우이다. 초기 저항 설정값 1.0Ω에서 실제 전동기의 저항값인 0.0763Ω으로 수렴됨을 볼 수 있다. 그림 5는 초기 저항 설정값이 0.001Ω으로 실제치에 비해 낮게 설정된 경우로, 알고리즘이 수행됨에 따라 실제 전동기 저항값인 0.0763Ω으로 수렴됨을 볼 수 있다. 그림 4, 5의 제목에 칼만 필터에 사용된 식 (16), (17)의 Q, R 값도 명기하였다.

5. 실험 결과

그림 6은 실험세트 사진이다. NXP社의 MPU5643L로 구성된 인버터와 인휠 전동기를 사용하였다. 인휠 전동기는 시뮬레이션과 같은 제원으로 표 1과 같다.

실험은 i_{dse} 지령치를 0에서 3A로 점진적으로 증가시키면서 R_s 를 검출하였다. 그림 7과 8은 고정자 저항값 추정치의 초기치가 실제치보다 각각 크게, 작게 설정시의 실험파형이다.

그림 7, 8은 본 알고리즘을 통한 추정된 저항값의 파형이다. 실제 그림 7에서는 초기 저항값을 크게 설정하여 실험한 경우이다. 초기 저항 설정값 1.0Ω에서 실제 전동기의 저항값인 0.0763Ω으로 수렴됨을 볼 수 있다. 그림 8은 초기 저항 설정값을 1.0mΩ으로 실제치에 비해 작게 설정된 경우로, 그림 7의 경우인 초기 저항치를 높게 한 경우와 같이 실제 저항치로 수렴됨을 볼 수 있다. 그림 7, 8의 제목에도 칼만 필터에 사용된 식 (17), (18)의 Q, R 값을 명기하였다.

추정 파형에 나타난 리플의 크기는 저항 실제치가 0.0763Ω으로 매우 작아, 리플이 폭이 다소 크게 보이는 면이 있다. 또한 실제 실험은 시뮬레이션과 달리 실험 파형에서 추정된 R_s 의 파형에 리플이 생기는 원인은 측정 노이즈와 전류 측정시 사용되는 저역통과 필터의 영향이라 사료되어 시뮬레이션을 실제와 같이 추가 변형하여 리플 원인에 대하여 분석해 보았다.

그림 9는 시뮬레이션 파형으로 실험과 유사한 조건을 만들기 위하여 전류 검출 회로에 랜덤 노이즈를 인가하

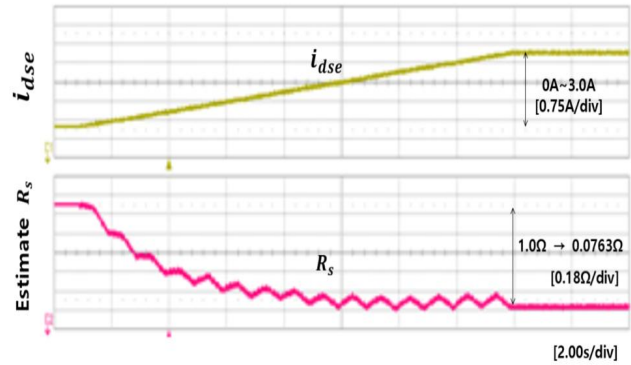


Fig. 7. Experiment waveform with initial value $R_s=1.0\Omega$: (upper) i_{dse} current command, (lower) estimated resistance with $Q=1.0$ and $R=0.03$.

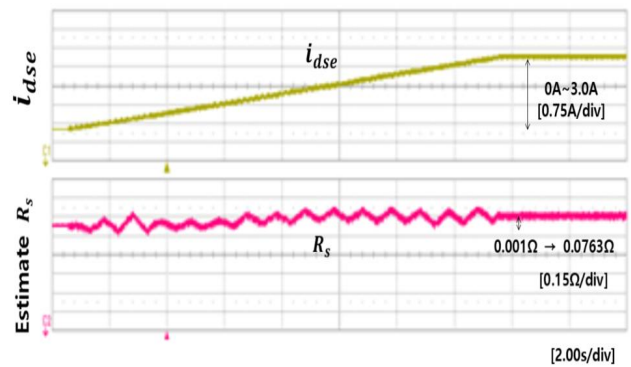


Fig. 8. Experiment waveform with initial value $R_s=0.001\Omega$: (upper) i_{dse} current command, (lower) estimated resistance with $Q=1.0, R=0.03$.

였으며, 전류 측정 측에는 저역통과 필터(LPF)를 부착했을 때의 시뮬레이션 파형이다. 그림 9의 하측의 R_s 추정 파형을 보면 실험 파형과 유사하게 파형에 리플이 존재함을 볼 수 있다.

그림 10 하측은 LPF만을 추가시의 시뮬레이션 파형이다. 초반에 추정 저항파형에 리플이 약간 존재하나, 그 이후에는 저항 추정치의 리플은 없음을 볼 수 있다. 그림 11은 이상적 경우의 시뮬레이션이라 할 수 있는 LPF 및 노이즈 추가가 없는 경우이다. 이 경우에는 추정 저항값 파형에 리플이 전혀 존재하지 않음을 볼 수 있다. 따라서, 실험에서 나타나는 리플은 초기의 시뮬레이션 상(그림 4, 5)에서는 고려치 않았던 측정 노이즈와 LPF에 의해 나타나는 것으로 사료된다.

또한, 본 알고리즘의 전압의 차동치를 사용하는 관계로 데드타임의 영향을 받지 않음을 보이기 위해 데드타임을 1.6μsec와 2.5μsec를 인가한 두 가지 경우에서의 고정자 저항 추정 실험을 하였다. 그림 12는 1.6μsec인 경우에 대한 저항 추정 파형이며, 그림 13은 2.5μsec에 대한 경우이다. 초기 저항값은 모두의 경우에서 1.0Ω이다. 그림 12, 13에서 볼 수 있듯이 데드 타임에 관계없이 저항값은 실제치인 0.076Ω에 수렴됨을 볼 수 있다.

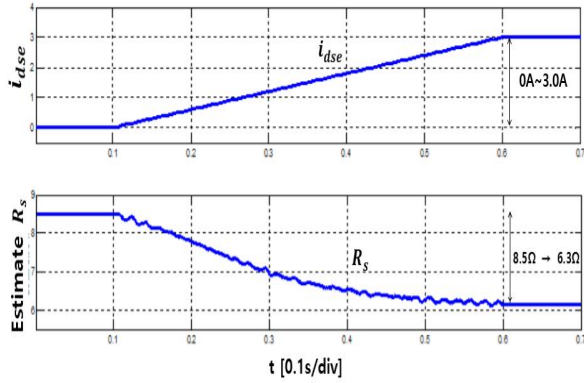


Fig. 9. Simulation waveform with added noise & low pass filter with initial value of $R_s=8.5\Omega$: (upper) i_{dse} , (lower) estimated stator resistance($Q=1.0, R=0.03$).

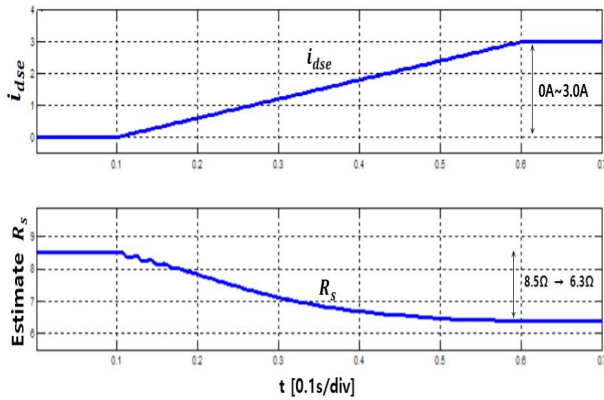


Fig. 10. Simulation waveform applying only low pass filter with initial value of $R_s=8.5\Omega$: (upper) i_{dse} , (lower) estimated stator resistance($Q=1.0, R=0.03$).

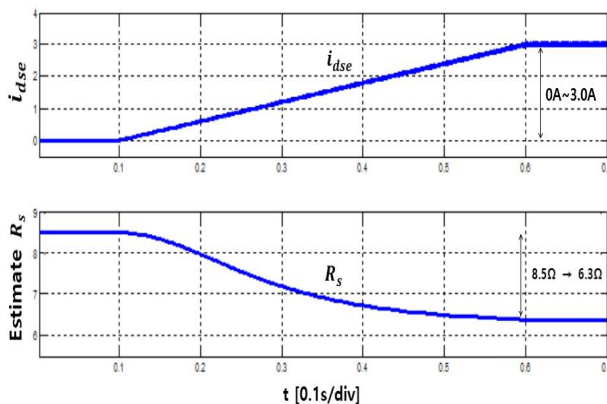


Fig. 11. Simulation waveform without noise and filtering with initial value of $R_s=8.5\Omega$: (upper) i_{dse} , (lower) estimated stator resistance($Q=1.0, R=0.03$).

6. 결 론

본 논문에서는 전동기의 고정자 저항값을 추정하는 알고리즘을 제안하였다. 본 알고리즘은 차동 성분의 전압 및 전류의 증가율을 통하여 데드타임의 영향을 배제하

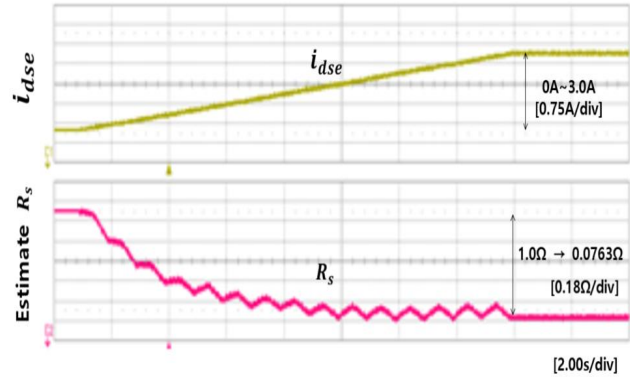


Fig. 12. Experiment waveform with initial value $R_s=1.0\Omega$ & dead-time of $1.6\mu\text{sec}$: (upper) i_{dse} current command, (lower) estimated resistance($Q=1, R=0.03$).

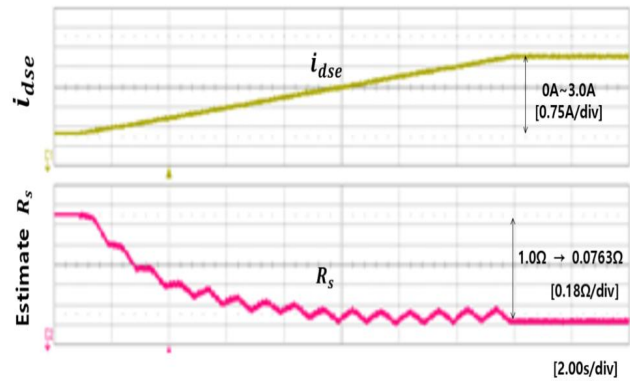


Fig. 13. Experiment waveform with initial value $R_s=1.0\Omega$ & dead-time of $2.5\mu\text{sec}$: (upper) i_{dse} current command, (lower) estimated resistance($Q=1.0, R=0.03$).

였고, 측정 노이즈 등에 따른 계산 오차를 저감하기 위해 칼만 필터를 적용한 고정자 저항값을 검출하는 방법을 제시하였다. 제안한 알고리즘의 타당성은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 보였다. 제안하는 알고리즘은 산업에서 많이 사용하는 고정자 자속기준 벡터 제어, DTC 등과 같이 고정자 저항값을 필요로 하는 알고리즘에 적용 시 전동기 제어 성능 향상을 가져올 것이다.

본 논문은 2016년 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행한 기초 연구 사업임(No. NRF-2016R1A2B4011954).

References

- [1] B. K. Rose, *Modern power electronics and AC drives*, Prentice Hall, 2001.
- [2] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, Springer-

Verlag, 2001.

- [3] J. W. Park and D. M. Lee, "A new direct torque control scheme of an induction motor using duty ratio modulation," *Journal of Elec. Eng and Tech.*, Vol. 13, No. 3, pp. 1223-1231, 2018.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque feedforward control technique for permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 3, pp. 969-974, Mar. 2010.
- [7] T. Boileau, B. N. Mobaraked, and F. M. Tabar, "On-line identification of PMSM parameters: Model-reference vs. EKF," in *Proc. conf. IEEE IAS. annual meeting*, pp. 1-8, Oct. 2008.
- [8] D. C. Lim and D. M. Lee, "A novel parameter estimation algorithm for interior permanent magnet synchronous motors," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, pp. 289-295, Jun. 2013.
- [9] H. S. Yang, "Parameter estimation of permanent magnet synchronous motor and adaptive control by MRAS," *JKAIS*, Vol. 17, No. 2, pp. 697-702, Feb. 2016.
- [10] 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.
- [11] R. L. Shrestha and J. K. Seok, "On-line compensation of parameter variation effects for robust interior PM synchronous motor drives," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, Sep. 2011.
- [12] H. S. Yang, "Parameter estimation and adaptive control of permanent magnet synchronous motors," *JKAIS*, Vol. 15, No. 2, pp. 1044-1050, Feb. 2014.
- [13] D. S. Nair, G. Jagadanand, and S. George, "Sensorless direct torque controlled BLDC motor drive with kalman filter algorithm," *IEEE Industrial Electronics Society Conference*, pp. 2160-2165, Oct. 2017.



황상진(黃祥珍)

1990년 8월 6일생. 2017년 홍익대 전자전기 공학부 졸업. 2019년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사).



이동명(李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 조지아공대 ECE졸업(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 교수. 당 학회 편집이사.