Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society
Vol. 20, No. 4 pp. 517-522, 2019

https://doi.org/10.5762/KAIS.2019.20.4.517
ISSN 1975-4701 / eISSN 2288-4688

표면 부착형 영구자석 전동기의 새로운 상수 추정 방법

이동명
홍익대학교 전자전기공학부

New Motor Parameter Estimation Method of Surface-mounted Permanent Magnet Motors

Dong-Myung Lee
School of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University

요 약 본 논문은 전동기 상수 추정 방법을 제안한다. 제안하는 기법은 전동기 전압방정식을 차동식 형태로 전개한 수식에 기반한다. 차동식 형태를 이용함으로써 전동기 상수 추정시 사용되는 전압 정보에 존재하는 크기 오차인 데드타임의 영향을 배제한다. 전동기의 상수값은 전동기 제어 성능 향상을 위해서 필요할 때가 있다. 예를 들면 DTC(Direct Torque Control) 제어 기법에는 토오크 및 자속 크기의 연산시 전동기의 상수를 알아야한다. 다른 예로서 예측제어의 경우 지령치 전압 생성을 위해서는 정확한 전동기의 상수 값의 정보가 필요하다. 전동기의 상수는 구동 환경에 따라 변동하는 값이므로 부정확한 전동기 상수 사용시 제어 성능의 저하를 가져온다. 따라서, 정확한 전동기 상수의 추정이 필요하다. 제안하는 기법에서 전압차동식에 기초하여 추정되는 전동기 상수는 RLS(Recursive Least Square) 기법에 의해 구해진다. 본 연구에서는 단순 수식에 의한 형태로 전동기의 상수를 추정하지 않고, RLS 알고리즘을 적용하여 노이즈에 강인하게 전동기 상수를 추정한다. 표면 부착형 영구자석 전동기의 제어시스템에 적용하여 제안하는 기법의 타당성을 보인다.

Abstract This paper proposes a new motor parameter estimation method. Because the proposed method is based on difference equations, it does not affect the error in the voltage magnitude so called dead-time effect. Information on the motor constant may be needed to improve the motor control performance. For example, a control technique called DTC (Direct Torque Control) requires a motor constant when calculating the torque and flux magnitude. As another example, in the case of predictive control, information on the motor parameters is required to generate voltage references. Because the constant of the motor fluctuates according to the driving environment, it is essential to estimate the correct motor constant because the control performance is degraded when incorrect motor information is used. In the proposed scheme, the motor constant estimated based on the voltage difference equation is obtained using the RLS (Recursive Least Square) technique. The RLS algorithm is applied to obtain the value through an iterative calculation so that the estimation performance is robust to noise. The simulation results carried out with surface mounted permanent magnet motors confirmed the validity of the proposed method.

Keywords : Parameter Estimation, Motor Constant, Recursive Least Square, Difference Equation, Dead-Time Effect

본 논문은 2016년 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행한 기초 연구 사업임(No. NRF-2016R1A2B4011954).
*Corresponding Author : Dong-Myung Lee(Hongik Univ.)
Tel: +82-2-320-3047 email: dmlee@hongik.ac.kr
Received January 21, 2019 Revised February 14 2019
Accepted April 5, 2019 Published April 30, 2019

1. 서론

전동기의 제어 성능 향상을 위하여 벡터제어가 널리 적용되고 있다. 전동기제어의 향상을 위해서는 전동기의 상수에 정보가 필요할 때가 있다. 예를 들면 예측제어의 경우 전류지령치 연산에 인덕턴스와 같은 전동기 상수에 대한 정보가 필요하다[1]. 또한 비례적분 제어기에 사용되는 이득 값의 설정에 있어서도 전동기 상수의 정보가 필요한 경우가 있다. 전동기 상수는 전동기의 주위 환경 및 전동기의 구동 조건에 따라 변동하는 값으로 전동기 상수를 제어에 사용하는 시스템의 경우 제어 성능에 영향을 주므로 온라인으로 정확한 전동기 상수의 추정이 필요하다[2].

본 연구는 영구자석 전동기에 적용하고자 한다. 영구자석 전동기는 타 전동기에 비하여 효율 및 무게대비 토오크 출력비가 우수하여 전기자동차, 가전제품 등에 널리 사용되고 있다. 본 연구에서는 영구자석 전동기 중에서도 세탁기와 같은 가전제품과 인휠모터[3] 등에서 많이 사용되고 있는 표면 부착형 영구자석 전동기(SPM: Surface-mounted PMSM, 이하 SPM)의 상수 추정 기법을 제안한다. 추정하고자 하는 상수는 고정자 인덕턴스와 고정자 쇄교자속이다.

전동기 상수 추정기법에 대한 많은 연구가 발표되었다[4-6]. 이러한 연구 중 오프라인으로 파라미터를 측정하는 방식은 룩업(look-up) 테이블을 만들어 사용하는 방식으로, 이러한 방법은 온도와 같은 실시간 환경의 영향을 고려하지 못한다. 전동기를 장시간 운전시에는 전동기 주위 온도는 90 ^{0}C 근방까지 상승하는 것으로 알려져 있다. 영구자석 전동기의 자속 중 페라이트를 사용하는 경우, 페라이트 자석의 특성으로 온도 100 ^{0}C 변화당 20 %의 자속 감소가 되는 것으로 알려져 있으므로 고정자 쇄교자속(λ_f)도 상수가 아닌 변수가 된다. 따라서 온라인 방식의 전동기 상수추정이 요구된다.

상수값의 변동에 의해 발생하는 고정자 전압의 오차를 옵저버(observer)로 추정하여 간접적인 방식으로 상수값의 변동을 보상하는 방법이 연구되었다[4]. [4]의 방법은 옵저버를 이용하는 방식으로 그 구조가 간단하고 설계가 용이한 측면은 있다. 그러나, 고정자 저항과 인덕턴스가 함께 포함되어 있는 고정자 전압식을 이용하여 상수 추정 알고리즘을 행하고 있으므로 인해, 고정자 저항값과 인덕턴스값 상호간의 간섭으로 인해 부정확한 상수추정의 결과를 가져올 수 있다. 이러한 점을 보완하기 위해 직접적으로 d, q축 인덕턴스를 추정하는 기법이 연구되었다[5]. 이 방식에서는 고정자 저항의 추정기법에 대해서는 명확한 방법을 제시하고 있지 않다.

적응제어기법을 사용하여 자속 옵저버를 이용하여 인덕턴스를 추정을 하는 기법이 연구되었다[6]. 이 방식은 고정자 저항의 영향을 제거하여 인덕턴스의 값을 실시간으로 추정하는 기법이나 적응제어기법을 이용하는 경우는 알고리즘의 구현의 복잡성이 존재한다.

이러한 문제점을 해결하고자 본 논문에서는 새로운 전동기 상수 추정법을 제안한다. 전동기 상수 추정을 위해서는 고정자 전압 방정식을 통한 연산을 주로 행한다. 전압의 경우 전압 센서를 사용치 않고, 지령치를 실제치로 간주하여 그 값을 이용하게 되나, 인버터에서의 데드타임에 의해서 실제치와 지령치에는 오차가 발생한다[7]. 데드타임(dead-time)을 보상하는 여러 기법이 소개되고 있으나, 스위칭 소자와 다이이드의 온오프시의 전압을 정확히 알아야 하거나, 별도의 제어기를 필요로 하는 경우가 있다[8]. 따라서, 본 연구에서는 차동식의 형태의 수식을 고안하여 인버터의 데드타임의 영향, 고정자 저항값의 오차에 따른 추정의 정확성을 배제하는 새로운 제거하는 기법을 제안하고자 한다. 또한, 제안하는 기법은 단순 수식에 의한 형태로 전동기 상수를 추정하지 않고, RLS 알고리즘을 적용하여 추정 성능이 노이즈에 강인하도록 반복적 계산을 통해 값을 얻도록 한다. 표면 부착형 영구자석 전동기 제어시스템에 적용하여 제안하는 기법의 타당성을 보인다.

2. 본론

2.1 고정자 인덕턴스의 추정

본 연구에서는 표면 부착형 영구자석 전동기의 고정자 인덕턴스(L_s)와 쇄교자속을 추정한다. 식(1)은 SPM의 고정자 전압 방정식이다. 식(2)는 토오크 방정식이다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_s + R_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & pL_s + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

Where, λ_f, L_S, and R_S means flux linkage, stator

inductance, and stator resistance, respectively. v_{ds} and v_{qs} is *d*- and *q*- axis stator voltage. i_{ds} and i_{qs} is *d*-, *q*-axis stator current. *P* is number of poles. T_e means motor torque and $p=d/dt$.

본 논문에서는 전압차동식을 사용하는 관계로 상수 추정은 속도 변화가 존재하는 가감속 구간에 시행된다. 이를 통해 서론에서 말한 것과 같이 데드타임의 영향을 제거한다. 식(1)의 *d*축 전압방정식으로부터 L_s를 추정한다. 식(1)에서 *n*-1, *n* 샘플링 시점에서 *d*축 전압방정식은 식(3)으로 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds}(n) &= -\omega_e(n)\hat{L}_s(n)i_{qs}(n) \\ v_{ds}(n-1) &= -\omega_e(n-1)\hat{L}_s(n-1)i_{qs}(n-1) \end{aligned} \tag{3}$$

식(3)의 *n*, *n*-1 샘플링 시점의 값을 차동식의 형태를 취하면, 식(4)를 구할 수 있다. 식(3)의 L_s는 느리게 변동하는 값이므로, 식(4) 도출시, $L_s(n)=L_s(n-1)$로 간주되었다. 식(5)는 RLS 알고리즘을 적용하기 위한 출력과 입력 수식이다.

$$\begin{aligned} &v_{ds}(n)-v_{ds}(n-1) = \\ &[\omega_e(n-1)i_{qs}(n-1)-\omega_e(n)i_{qs}(n)]\hat{L}_s(n) \end{aligned} \tag{4}$$

$$Y(n) = h^T(n)\hat{x}(n) \tag{5}$$

Where, *Y*(*n*) means output. *h*(*n*) is signal vector. *x*(*n*) represents unknown parameter.

식(4)와 식(5)를 비교해보면 *Y*(*n*)와 *h*(*n*)의 수식을 알 수 있다. RLS 수식은 식(6)-(9)와 같다[9,10].

$$k(n) = \frac{P(n-1)h(n)}{\lambda + h^T(n)P(n-1)h(n)} \tag{6}$$

$$e(n) = Y(n) - h^T(n)\hat{x}(n-1) \tag{7}$$

$$\hat{x}(n) = \hat{x}(n-1) + k(n)e(n) \tag{8}$$

$$P(n) = \frac{1}{\lambda}\left(I - k(n)h^T(n)\right)P(n-1) \tag{9}$$

Where, *k*(*n*), *P*(*n*), λ, and *e*(*n*) represent gain vector, covariance matrix, forgetting factor, and estimation error, respectively. ^ denotes estimate value.

식(4)와 (5)로부터 아래의 관계를 알 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(n) &= v_{ds}(n) - v_{ds}(n-1) \\ &= v^*_{ds}(n) - v^*_{ds}(n-1) \end{aligned} \tag{10}$$

$$h^T(n) = \omega_e(n-1)i_{qs}(n-1) - \omega_e(n)i_{qs}(n) \tag{11}$$

$$x(n) = L_s(n) \tag{12}$$

Where, * means reference value. Hence, v^*_{ds} represents *d*-axis stator voltage reference.

앞서 언급한 것과 같이 전압지령치는 데드타임의 영향으로 인해, 실제 전압과 다르다. 이러한 데드타임에 따른 지령치와 실제치 전압의 불일치 문제는 식(10)과 같이 현재 값과 이전 값과의 차이에 대한 식을 이용함으로써, 데드타임의 영향을 제거할 수 있다.

한편, 일반적인 데드타임에 따른 출력전압의 변화를 언급하자면 아래와 같다. 데드타임 구간 중 즉, 인버터의 상단암(upper arm) 스위치와 하단암(lower arm) 스위치가 모두 오프(off)인 경우 인버터의 출력 극전압은 상전류의 극성에 따라 결정된다. 예를 들어, 양의 방향의 부하전류에 대하여서는 출력전압은 데드타임만큼 감소한다. 따라서, 식(13)과 같이 부하전류의 극성을 의해 실제 생성되는 극전압의 크기는 달라진다. ’는 실제치를 의미한다. 여기서, ΔV는 데드타임에 의한 전압왜곡분이다. 한편, *sign*(*i*)는 전류부호결과이다. 즉, 양의 전류값에 대해서는 +로 음의 전류에 대해서는 -로 나타난다.

$$\begin{aligned} v'_{an}(n) &= v_{an}(n) - \Delta V \cdot sign(i_{as}(n)) \\ v'_{bn}(n) &= v_{bn}(n) - \Delta V \cdot sign(i_{bs}(n)) \\ v'_{cn}(n) &= v_{cn}(n) - \Delta V \cdot sign(i_{cs}(n)) \end{aligned} \tag{13}$$

식(13)에서 보듯이, 전압의 차동식을 이용한다면 $\Delta V \cdot sign(i)$항이 사라지에 되어 지령치와 실제치가 유사하게 나타난다. 따라서, 기존의 상수 추정방식에서 전압치를 이용하는 경우에 발생하는 추정오차를 제거할 수 있다.

2.2 고정자 쇄교자속의 추정

고정자 쇄교자속 추정 또한 인덕턴스의 추정과 동일하게 전압차동식을 사용한다. 전동기 가감속 구간시 *q*축 전압 방정식을 이용하여 고정자 쇄교자속크기를 추정한다. SPM의 경우 정토오크 영역에서는 i_{ds}=0 A로 제어한다. 이 조건시 식(1)의 *q*축 전압 방정식으로부터 가감속시 *n*-1, *n* 샘플링시점에서 전압방정식은 식(14)와 같이

얻어진다. 식(15)는 차동식 형태의 표현이다.

$$v_{qs}(n) = R_s(n) i_{qs}(n) + \omega_e(n)\hat{\lambda}_f(n)$$
$$v_{qs}(n-1) = R_s(n-1) i_{qs}(n-1) + \omega_e(n-1)\hat{\lambda}_f(n-1) \quad (14)$$

$$v_{qs}(n) - v_{qs}(n-1) = \quad (15)$$
$$R_s(n) i_{qs}(n) + \omega_e(n)\hat{\lambda}_f(n) - R_s(n) i_{qs}(n-1)$$
$$-\omega_e(n-1)\hat{\lambda}_f(n-1)$$

식(15)으로부터 식(5)의 형태를 구하기 위하여 수식을 조정하면 식(16)을 구할 수 있다. 여기서, L_s를 검출 때와 동일하게 자속 검출구간과 같이 짧은 시간동안의 쇄교자속의 변화는 없다고 가정한다. 쇄교자속을 연산하기 위한 RLS 수식은 식(17)-(19)로 나타난다.

$$v_{qs}(n) - v_{qs}(n-1) - R_s(n) i_{qs}(n) + \quad (16)$$
$$R_s(n) i_{qs}(n-1) = [\omega_e(n) - \omega_e(n-1)]\hat{\lambda}_f(n)$$

$$Y(n) = v_{qs}(n) - R_s(n) i_{qs}(n) \quad (17)$$
$$- v_{qs}(n-1) + R_s(n) i_{qs}(n-1)$$

$$h^T(n) = \omega_e(n) - \omega_e(n-1) \quad (18)$$

$$x(n) = \lambda_f(n) \quad (19)$$

한편, 식(17)에서의 $v_{qs}(n) - v_{qs}(n-1)$은 차동식의 형태이므로 실제 전압치를 대신하여 지령치를 사용한다. 즉, $v^*_{qs}(n) - v^*_{qs}(n-1)$이 사용된다. 한편, R_S는 쇄교자속 추정식인 식(17)에 사용된다. 식(17)에서 가감속시 $i_{qs}(n)$=$i_{qs}(n$-1)의 형태를 유지하므로 R_S항은 일반적으로 배제된다. 그러나, $i_q(n) \neq i_q(n$-1)인 구간도 존재하므로 정확한 R_S값의 필요성도 존재한다. R_S에 대한 검출 기법은 많은 연구가 되었다. 그 중에서도 기본적인 수식은 식(20)이다. 한편, 식(2)에서 보면 i_{qs}= 0 A로 제어시, SPM의 경우 통해 d축 전류의 유무는 전동기 토크에 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 따라서, 정지상태에서 d축 전류 크기를 가변하면, 전압 및 전류의 증가율을 통해 다음과 같이 저항을 계산해낼 수 있다[11].

$$R_s(n) = \frac{\triangle v_{ds}(n)}{\triangle i_{ds}(n)} \quad (20)$$

계산된 저항값의 오차를 최소화하기 위해, 이산시간에서의 수식을 활용하여 RLS 기법을 적용하면 아래와 같다. 본 논문에서 R_S는 L_s와 λ_f 추정이전에 미리 검출되어 있는 기지의 값으로 간주한다.

$$Y(n) = v^*_{ds}(n) - v^*_{ds}(n-1) \quad (21)$$

$$h^T(n) = i_{ds}(n) - i_{ds}(n-1) \quad (22)$$

$$x(n) = R_s(n) \quad (23)$$

3. 시뮬레이션 결과

제안하는 전동기 상수 추정 알고리즘의 타당성을 보이기 위해서, Matlab/simulink를 이용하여 SPM에 대하여 시뮬레이션을 행하였다. Fig. 1은 시뮬레이션 모델을 보여준다. 시뮬레이션에서 사용한 시스템 사양은 Table 1과 같다.

Fig. 2, 3은 제안하는 기법에 의한 추정된 인덕턴스의 파형을 보인다. 파형은 위로부터 추정된 고정자 인덕턴스, 속도지령치와 실제 전동기 속도이다.

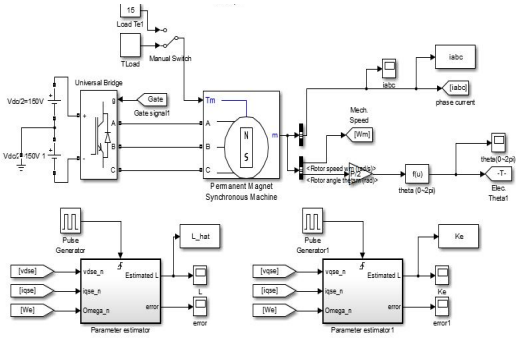

Fig. 1. Matlab/simulink model of the proposed scheme

Table 1. System specifications used in simulation study

Rated output	2.0 [kW]
Stator resistance	6.0 [Ω]
Stator inductance	30 [mH]
PM flux-linkage	0.15 [v-sec]
Number of poles	48 [pole]
System inertia	0.1 [kg-m^2]

전동기의 실제 인덕턴스 값은 30 mH이다. Fig. 2에서는 초기치 인덕턴스를 15 mH로 실제값에 비해서는 작

게, Fig. 3에서는 Fig. 2와는 반대로 초기 인덕턴스 값을 60 mH로 설정한 경우이다. 전동기의 속도는 0 rpm → 300 → 350→ 100 rpm으로 변경하였다. 추정된 인덕턴스는 실제치인 30 mH로 수렴함을 볼 수 있다.

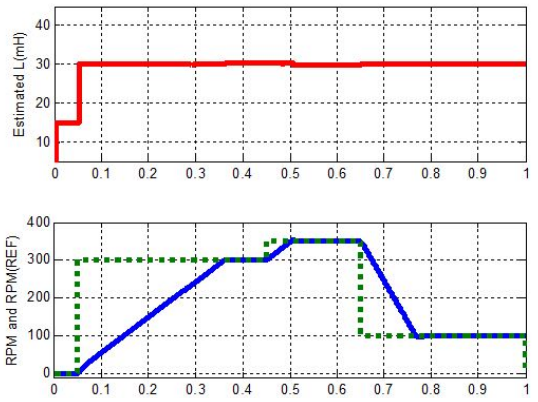

Fig. 2. Simulation waveform with initial value L_s=15 mH(actual value 30 mH): from top to bottom, estimated inductance, speed command value(dotted line) and actual speed(solid line)

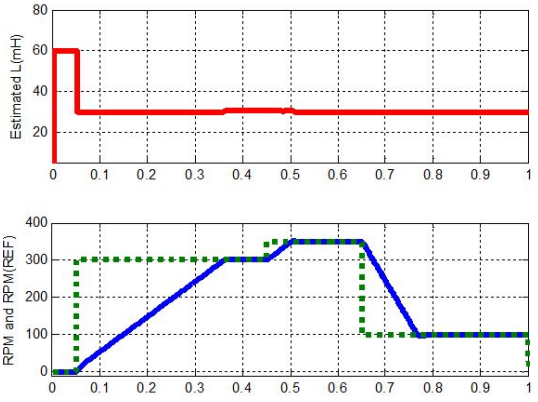

Fig. 3. Simulation waveform with initial value L_s=60 mH(actual value 30 mH): from top to bottom, estimated inductance, speed command value(dotted line) and actual speed(solid line)

Fig. 4와 5는 고정자 쇄교자속의 추정파형이다. Fig. 4의 초기치 쇄교자속은 0.05 v-s이며, 시뮬레이션이 진행됨에 따라 실제치인 0.15 v-s로 수렴함을 볼 수 있다. Fig. 5의 경우 Fig. 4의 초기치 조건을 반대로 한 경우로 초기치를 실제치보다 큰 0.25 v-s로 설정한 경우이다. Fig. 5의 경우도 Fig. 4와 같이, 제안하는 상수 추정기법에 의해 전동기의 쇄교자속 추정이 정확히 이루어짐을 볼 수 있다. 식(4)에서 보면 인덕턴스 추정에는 R_S가 사용되지 않음을 볼 수 있다. 식(15)에서 보면 본 알고리즘은 차동식을 사용함으로 인해 자속 추정에 있어서 R_S의 변동에 강인함을 예상할 수 있다. Fig. 6은 제어기의 R_S 값을 실제치인 6.0 Ω에 비해 2배 큰 12.0 Ω으로 설정한 경우의 시뮬레이션 파형이다.

R_S의 오차가 존재하더라도 쇄교자속 및 인덕턴스의 추정이 정확히 이루어짐을 볼 수 있다. 한편, 쇄교자속 및 인덕턴스의 초기치는 각각 0.08 v-s, 80 mH이다.

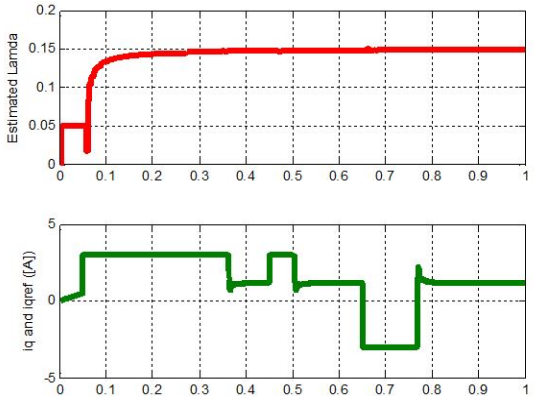

Fig. 4. Simulation waveform of estimated flux-linkage with initial value λ_f=0.05 v-s(actual value: 0.15 v-s): from top to bottom, estimated flux-linkage, q-axis current command and actual one

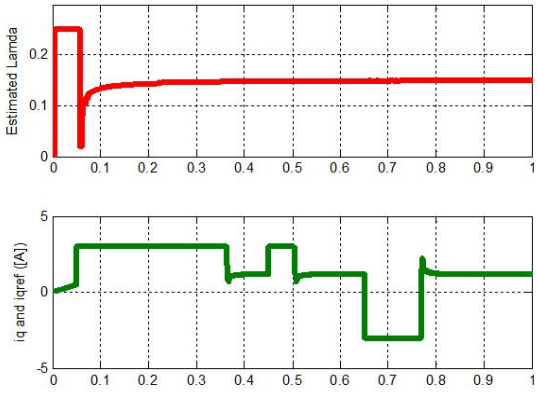

Fig. 5. Simulation waveform of estimated flux-linkage with initial value λ_f=0.25 v-s(actual value: 0.15 v-s): from top to bottom, estimated flux-linkage, q-axis current command and actual one

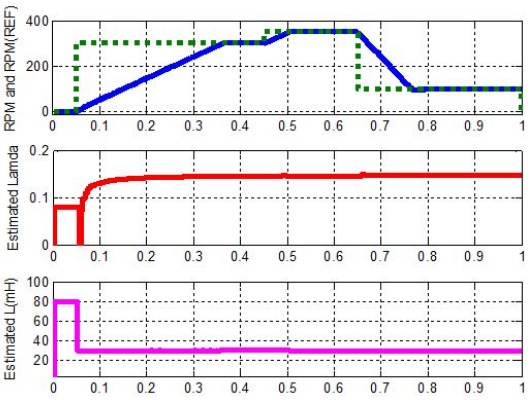

Fig. 6. Simulation waveform of parameter estimation when the stator resistance value is set to 12.0 Ω, twice the actual value: from top to bottom, motor speed, estimated stator flux-linkage, estimated stator inductance(initial value 0.08 v-s in the flux linkage, and initial value 80 mH for stator inductance)

4. 결론

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 고정자 인덕턴스와 쇄교자속에 대한 새로운 추정기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 전압수식의 차동식을 이용하므로 인해, 인버터의 데드타임에 의한 실제전압과 지령치 전압의 차이발생 문제를 제거하는 기법이다. RLS 기법을 적용하여 추정값의 필터링을 행하였다. 표면 부착형 영구자석전동기에 적용한 시뮬레이션을 통해 제안하는 추정기법의 타당성을 보였다.

References

[1] X. Zhang, B. Hou, and Y. Mei, "Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer", *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol.32, No.5, pp.3818-3834, May 2017.
DOI: https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2592534

[2] J. Li, H. P. Ren, and Y. R. Zhong, "Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers", *IEEE Trans. on Indus. Appli.*, Vol.51, No.1, pp.712-720, Jan./Feb. 2015.
DOI: https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2330062

[3] F. Chai, P. X. Ling, Y. L. Pei, and S. Cheng, "Magnet shape optimization of surface-mounted permanent-magnet motors to reduce harmonic iron losses", *IEEE Trans. on Magnetics,* Vol.52, No.7, Jul. 2016, Art. no. 6301304.
DOI: https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2524010

[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.
DOI: https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1044071

[5] R. L. Shrestha and J. K. Seok, "Online compensation of parameter variation effects for robust interior PM synchronous motor drives", *Journal of Power Electronics*, Vol.11, No.5, pp.713-718, 2011.
DOI: https://doi.org/10.6113/JPE.2011.11.5.713

[6] Y. S. Jeong and S. K. Sul, "Adaptive flux observer with on-line inductance estimation of an IPMSM considering magnetic saturation", *IEEE Power Elect. Spec. Conf.*, pp.2467-2473, June 2005.
DOI: https://doi.org/10.1109/PESC.2005.1581979

[7] X. Liu, T. Wang, N. Jin, S. Habib, M. Ali, X. Yang, and H. Tang, "Analysis and elimination of dead-time effect in wireless power transfer system", *Energies*, Vol.11, No.6, 2018.
DOI: https://doi.org/10.3390/en11061577

[8] T. Mannen, and H. Fujita, "Dead-time compensation method based on current ripple estimation", *IEEE Trans. on Power Elect.*, Vol.30, No.7, pp.4016-4024, July 2015.
DOI: https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2352716

[9] I. W. Chen, C. C. Wu, and W. C. Fang, "A wearable photoplethysmographic system realization with efficient motion artifact reduction method based on recursive least squares adaptive filtering algorithm", *IEEE Inter. Conf. on Cons. Electr.*, 2018.
DOI: https://doi.org/10.1109/ICCE-China.2018.8448495

[10] F. Ding, X. Liu, and M. Liu, "The recursive least squares identification algorithm for a class of Wiener nonlinear systems", *Journal of the Franklin Insti.*, Vol.353, No.7, pp.1518-1526, May 2016.
DOI: https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2016.02.013

[11] D. M. Lee, "Online parameter identification of SPM motors based on MRAS technique", *International Journal of Electronics*, Vol.104, No.4, pp.593-607, 2017.
DOI: https://doi.org/10.1080/00207217.2016.122063

이 동 명(Dong-Myung Lee) **[정회원]**

- 1996년 2월 : 한양대학교 전기공학과 (공학석사)
- 2004년 5월 : 조지아공대 ECE (공학박사)
- 1996년 1월 ~ 2000년 12월 : 엘지전자 DA연구소 주임연구원
- 2004년 6월 ~ 2007년 2월 : 삼성 SDI 중앙연구소 책임연구원
- 2008년 3월 ~ 현재 : 홍익대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야>
전동력응용, 신재생에너지, HVDC, 에너지 저장장치