

# 모델 파라미터 없는 쿠프만 연산자 기반의 영구자석 동기전동기의 속도제어

## Model Parameter-free Velocity Control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on Koopman Operator

김준식<sup>1</sup>·우희진<sup>2</sup>·최영진<sup>†</sup>  
Junsik Kim<sup>1</sup>, Heejin Woo<sup>2</sup>, Youngjin Choi<sup>†</sup>

**Abstract:** This paper proposes a velocity control method for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on the Koopman operator that does not require model parameter information except for pole-pair of the motor and external load. First, the Koopman operator is derived using observable functions and observation data. Then, the desired q-axis current corresponding to the desired velocity is generated using the relationship between the continuous-time Koopman operator and the dynamics of PMSM. Also, the dynamic equation of PMSM is expressed as a linear form in observable space using the discrete-time Koopman operator. Finally, it is applied to the linear quadratic regulator (LQR) to derive the final form of control input. To verify the proposed method, the conventional cascade PI controller and the LQR controller configured with the existing technique are compared with the proposed method in the viewpoint of q-axis current generation and velocity tracking performance in an environment with noise and external load.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Data-Driven Control, Koopman Operator

### 1. 서 론

최근 로봇, 전기자동차, 의료기기 등 4차 산업분야의 발전에 맞추어 보다 정밀한 동작 제어에 대한 요구가 증가하고 있다. 지금까지 브러시리스 DC모터(Blushless DC, BLDC)가 로봇 분야에서 많이 사용되었지만, 최근에는 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)가 상대적으로 낮은 토크 리플, 높은 효율성 및 신뢰성을 장점으로 그 사용이 급증하고 있는 추세이다. 따라서 영구자석 동기전동기의 위

치, 속도, 전류 및 기타 제어 목표의 최적 성능을 달성하기 위한 제어 기법이 지속적으로 연구되고 있다. 대표적인 제어기법으로는 비례-적분(Proportional-Integral, PI)제어<sup>[1]</sup>, 모델예측제어(Model Predictive Control, MPC)<sup>[2]</sup>, 외란 관측기(Disturbance Observer, DOB)를 이용한 제어<sup>[3]</sup>, H<sub>∞</sub>제어<sup>[4]</sup> 등이 있다. 비례-적분제어는 극점-영점 상쇄(pole-zero cancellation) 기법에 따라, 비례 이득과 적분 이득 값을 계산하는 과정에서 각각 인덕턴스(inductance)와 저항(resistance) 값이 요구된다. 또한 모델예측제어와 H<sub>∞</sub>제어를 위해서는 상태 공간(state-space) 모델을 구성해야 하는데, 이 때 파라미터의 정보를 필요로 한다. 그러므로 앞서 언급된 제어기 모두, 모델의 파라미터 정보가 정확하지 않거나 알 수 없는 경우 제어기의 성능이 크게 저하되거나 제어가 되지 않는다는 단점이 존재한다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 파라미터 추정(parameter estimation)기법에 대한 여러 가지 연구가 진행 중이다. 하지만 기존의 기법들은 전기적 파라미터(인덕턴스, 저항, 쇄교자속) 또는 기계적 파라미터(관성 모멘트, 마찰 계수)를 분리하여 추정하는 방법이 대부분이며, 이를 한 번에 추정하는 방

Received : Mar. 6. 2022; Revised : Apr. 2. 2022; Accepted : Apr. 4. 2022

※ This work was supported in part by the National Research Foundation of Korea (NRF) grant funded by the Korea government (MSIT) (2019R1A2C1088375), and in part by the Technology Innovation Program funded by the Korean Ministry of Trade, industry and Energy, (20017345), Republic of Korea

1. Ph.D. Student, Dep. of Electrical and Electronic Engineering, Hanyang University, Ansan 15588, Korea (scott9569@hanyang.ac.kr)

2. M.S. Student, Dep. of Electrical and Electronic Engineering, Hanyang University, Ansan 15588, Korea (whj03319@hanyang.ac.kr)

† Professor, Corresponding author: Department of Electrical and Electronic Engineering, Hanyang University, Ansan 15588, Korea (cyj@hanyang.ac.kr)

법들은 알고리즘의 구조가 복잡하고 연산시간이 길다는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 모터의 극대수(pole-pair of the motor)와 외부 부하(external load)를 제외한 모델 파라미터 정보를 필요로 하지 않는 쿠프만 연산자(Koopman operator) 기반의 영구자석 동기전동기(PMSM)의 속도제어 기법을 제안한다. 제안한 방법을 통해 제어기를 구성하면 상태 공간(state-space)에서 수집된 데이터로부터 추정된 쿠프만 연산자를 통해 가관측 공간(observable space)으로 전이된 시스템의 선형 모델을 바로 구할 수 있다. 즉, 모든 파라미터를 직접 추정할 필요 없이 제어기에 필요한 시스템 모델을 구성할 수 있다는 장점을 가진다.

본 논문의 주요 내용 및 구성은 다음과 같다. 2장에서 영구자석 동기전동기의 수학적 모델과 쿠프만 연산자에 대해 기술하고, 3장에서는 제어기 설계를 위한 쿠프만 연산자 기반 제어지령 생성 및 상태 공간 모델 구성, 4장에서는 시뮬레이션을 통해 제안한 제어방법을 검증한다. 마지막으로 5장에서 결론과 향후 과제에 대해 서술한다.

## 2. 배경 이론

### 2.1 영구자석 동기전동기(PMSM) 수학적 모델

영구자석 동기전동기의 운동방정식을 기술하기 위해, 일반적으로 사용되는 d-q축 회전좌표계 표현방식을 채택하였다. 이에 따라 유도된 전기 방정식은 식 (1)-(2)와 같다.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}v_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}v_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{\phi}{L_q}\omega_e \quad (2)$$

여기서,  $i_d, v_d, L_d, i_q, v_q, L_q$  는 각각 d축과 q축의 전류, 전압, 인덕턴스를 나타내며  $\phi$ 는 쇄교 자속,  $\omega_e$ 는 각속도를 나타낸다. 또한 PMSM의 기계 운동방정식은 다음 식 (3)과 같이 유도된다.

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{P}{J_m}k_t i_q - \frac{B_m}{J_m}\omega_e - \frac{P}{J_m}\tau_L \quad (3)$$

여기서,  $P, J_m, k_t, B_m, \tau_L$ 은 각각 모터의 극대수(pole-pair), 관성 모멘트(moment of inertia), 토크 상수(torque constant), 마찰 계수(friction coefficient), 외부 부하(external load)를 각각 나타낸다.

### 2.2 쿠프만 연산자(Koopman Operator)

상태 공간에서의 연속시간 비선형 시스템  $\frac{d}{dt}s = F(s)$  또는 이산시간 비선형 시스템  $s_{k+1} = F(s_k)$ 를 고려했을 때, 쿠프만 연산자<sup>[5]</sup>  $\kappa$ 는 다음 식 (4)와 같이 가관측 함수(observable function,  $\Psi$ )를 통해 시스템을 상태 공간(state-space)에서 가관측 공간(observable space)으로 전이시켜 선형화하는 무한 차원의 선형 연산자이다. 여기서  $\kappa$ 는 연속시간,  $\kappa_d$ 는 이산시간의 경우를 각각 뜻한다. [Fig. 1]은 위에 설명한 개념을 시각적으로 나타낸 것이다.

$$\Psi\left(\frac{d}{dt}s\right) = \Psi(F(s)) = \kappa\Psi(s) \quad (4)$$

$$\Psi(s_{k+1}) = \Psi(F(s_k)) = \kappa_d\Psi(s_k)$$

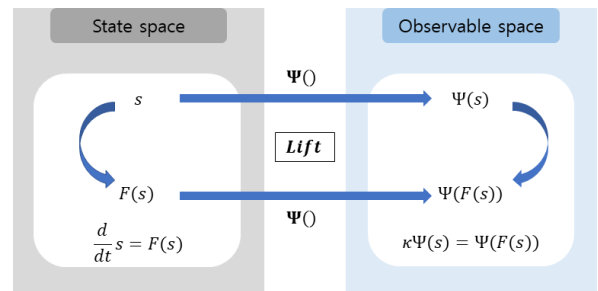
하지만,  $\kappa$ 는 무한 차원 연산자이기 때문에, 실제 시스템에 적용하기 위해서 유한 차원 연산자  $K$ 로 근사할 필요가 있다. 이를 위해, 먼저 제어 입력이 통합된 형태의 가관측 함수<sup>[6]</sup>  $\Psi(s, u) = [\Psi_1(s, u), \Psi_2(s, u), \dots, \Psi_N(s, u)]$ 를 구성한다. 그 다음 관측 데이터  $[s_1, s_2, \dots, s_M], [u_1, u_2, \dots, u_M]$ 를 사용하여 최소 자승법을 적용하면, 다음 식 (5)와 같이 유한 차원으로 근사된 이산시간 쿠프만 연산자<sup>[7]</sup>  $K_d$ 를 구할 수 있다. 여기서  $M$ 은 관측 데이터 쌍의 개수,  $N$ 은  $\Psi(s, u)$ 의 차수이다.

$$K_d^* = \underset{K_d}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} (\Psi(s_{k+1}, u_{k+1}) - K_d \Psi(s_k, u_k))^2 \quad (5)$$

따라서 위의 식을 정리하면 아래의 식 (6)과 같은 닫힌 형태의 해(closed-form solution)를 얻을 수 있다.

$$K_d^* = AG^+ \quad (6)$$

여기서  $A, G$ 는 관측 데이터를 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.



[Fig. 1] Lifting the state-space to observable space using observable function

$$A = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \Psi(s_{k+1}, u_{k+1}) \Psi(s_k, u_k)^T \quad (7)$$

$$G = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \Psi(s_k, u_k) \Psi(s_k, u_k)^T$$

### 3. 제어기 설계

#### 3.1 가관측 함수 구성

가관측 함수의 구성법은 경험을 통한 방법<sup>[7]</sup>, 기계학습을 이용한 방법<sup>[8]</sup>, 다수의 가관측 함수 비교를 통한 최적화 방법<sup>[9]</sup> 등 여러 종류가 있다. 하지만 위의 방법들은 적용 방법이 일반적이지 않거나, 구성에 필요한 연산이 길고 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 본 연구에서는 적용이 간단하고 직관적인 미분기반 테일러 급수(Taylor's series)를 이용하는 가관측 함수의 구성 방법<sup>[10]</sup>을 사용한다. 영구자석 동기전동기의 상태 변수를  $s = [i_d, i_q, \omega_e]^T$ , 제어입력을  $u = [v_d, v_q]^T$ 로 두었을 때, 가관측 함수  $\Psi(s, u)$ 는 다음 식 (8)과 같이 구성된다.

$$\Psi(s, u) = [i_d, i_q, \omega_e, i_d \omega_e, i_q \omega_e, i_d^2, i_q^2, i_d \omega_e^2, i_q \omega_e^2, 1, v_d, v_q]^T \quad (8)$$

영구자석 동기전동기의 모델을 선형화하여 식 (9)와 같이 표현한 뒤, 관측 데이터와 식 (7)을 이용하여 제어지령 생성과 상태공간 모델 구성에 필요한  $K_d$ 를 얻을 수 있다. 또한 식 (10)을 통해 이산시간 연산자를 연속시간 연산자로 변환 할 수 있다. 여기서  $t_s$ 는 관측 데이터의 샘플링 시간이다.

$$\Psi(s_{k+1}, u_{k+1}) = K_d \Psi(s_k, u_k) \quad (9)$$

$$K = \log(K_d) / t_s \quad (10)$$

#### 3.2 q축 전류지령 생성

속도제어를 위해 속도지령  $\omega_{des,e}$ 을 각 축의 전류지령  $i_{des,d}$ ,  $i_{des,q}$ 에 대응시켜줄 필요가 있다. 이때 d축의 전류는 토크 생성에 기여하지 않기 때문에  $i_{des,d} = 0$ 으로 고정한다. q축의 전류지령은 식 (3)을 통해 다음 식 (11)과 같이 정리된다.

$$i_{des,q} = \frac{(B_m / J_m)}{(P k_t / J_m)} \omega_{des,e} + \frac{1}{(P k_t / J_m)} \frac{d\omega_{des,e}}{dt} + \frac{1}{k_t} \tau_L \quad (11)$$

이 과정에서  $B_m / J_m, P k_t / J_m$  그리고  $k_t$ 의 값이 요구되는데, 이 계수들을 추정하기 위해 운동 방정식 (2)와(3), 가관측 함수 (8) 그리고 쿠프만 연산자  $K$ 와의 관계에 주목한다. 식 (12)에

서 운동 방정식을 기반으로, 추정하고자 하는 계수가  $K$ 행렬의 특정 행과 열로 지정되는 위치 요소에 대응된다는 사실을 알 수 있다. 예를 들어 다음 식 (13)에서 보이듯이, 쇄교 자속  $\phi$ 는  $K$ 행렬 2x3 요소를 2x12 요소로 나누고, 이어서 토크 상수는 쇄교 자속에 극대수와 1.5를 곱하여 얻어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \underbrace{\begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & -R_s/L_q & -\psi/L_q & -L_d/L_q & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & (P * k_t)/J & -B/J & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}}_{\text{Koopman Operator}(K)} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$(P k_t / J_m) \approx K(3,2), \quad (B_m / J_m) \approx -K(3,3) \quad (13)$$

$$k_t = 1.5 \phi P, \quad (\phi \approx -K(2,3) / K(2,12))$$

#### 3.3 쿠프만 연산자기반 LQR (Linear Quadratic Regulator)

앞서 유도한 식 (9)를 아래의 식 (14)과 같이 각각  $s$ 와  $u$ 로만 이루어진 부분으로 나누어 표현하면, 식 (15)와 같은 상태와 제어입력이 분리된 선형모델을 얻을 수 있다.

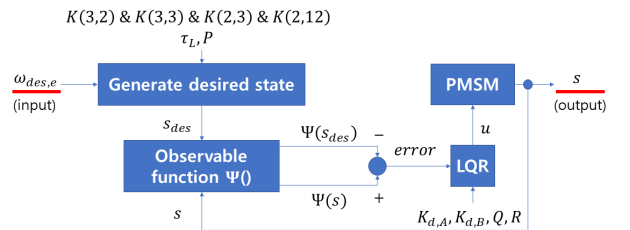
$$\begin{bmatrix} \Psi_s(s_{k+1}) \\ \Psi_u(u_{k+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{d,A} & K_{d,B} \\ K_{d,C} & K_{d,D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_s(s_k) \\ \Psi_u(u_k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\Psi_s(s_{k+1}) = K_{d,A} \Psi_s(s_k) + K_{d,B} \Psi_u(u_k) \quad (15)$$

여기서,  $\Psi_u(u_k) = u_k$  이기 때문에 아래의 식 (16)과 같이 목적 함수를 정의할 수 있고, 최종적으로 식 (17)의 목적 함수를 최소화하는 제어입력  $u_k$ 를 얻게 된다. 이때  $K_{LQR}$ 은 LQR의 이득 값이다.

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} (\Psi_s(s_k) - \Psi_s(s_{des,k}))^T Q (\Psi_s(s_k) - \Psi_s(s_{des,k})) + u_k^T R u_k \quad (16)$$

$$u_k = -K_{LQR} (\Psi(s_k) - \Psi(s_{des,k})) \quad (17)$$



[Fig. 2] Block diagram of the LQR method based on Koopman operator

위의 식에서  $u_k$ 는 관측 데이터를 이용해 사전에 계산된  $K$ 에서 얻은 모델 (14)과 현재의 상태( $s_k$ )정보만으로 구할 수 있다. 전체적인 제어기의 블록선도는 [Fig. 2]와 같다.

### 4. 실험 및 결과

본 논문에서는 제안된 방법을 검증하기 위해 영구자석 동기전동기를 제어하는 시뮬레이션을 진행한 뒤, 그 결과를 분석한다. 모든 시뮬레이션은 MATLAB 2021b 버전에서 진행되며, 영구자석 동기전동기의 모델은 [Table 1]의 값을 사용하여 구성한다.

#### 4.1 쿠프만 연산자 추정

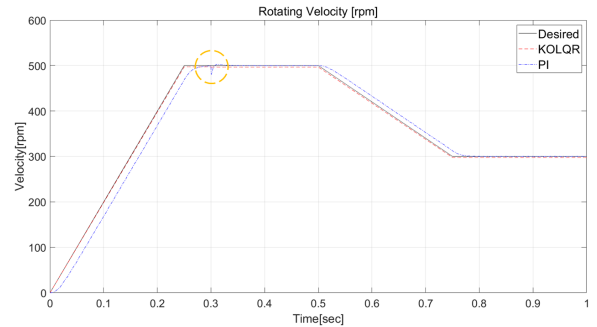
우선 제어기 구성에 필요한  $K_d$ 와  $K$ 를 계산하였다. 제어 주기는  $41 \times 10^{-6}$  [s], 토크 지령은  $-0.1 \sim 0.1$  [Nm] 사이에서 랜덤하게  $41 \times 10^{-3}$  [s] 간격으로, 3초 동안 외부의 부하가 없는 상태에서 비례제어기를 사용한 전류제어 시뮬레이션을 통해 각각 73170개의  $s$ 와  $u$ 의 관측 데이터 묶음을 얻었다. 그 후 식 (5), (8) 그리고 식 (10)을 사용하여  $K_d$ 와  $K$ 를 구성하였다. 이때 비례이득은 각각  $K_{P, id} = 10$ ,  $K_{P, iq} = 10$ 로 설정하였다.

#### 4.2 q축 전류지령 생성 방법 검증

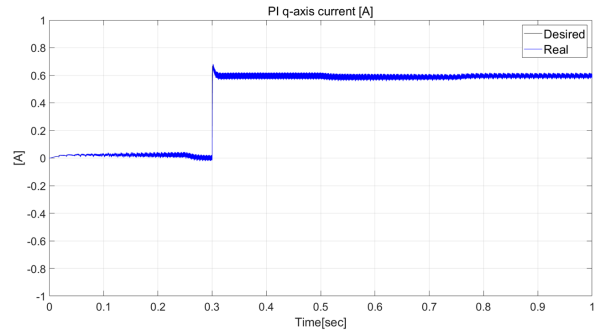
먼저 영구자석 동기전동기의 제어기법으로 가장 널리 쓰이는 다단 비례-적분제어기(cascade PI controller)와의 q축 전류 비교를 통해 3.2절에서 제안된 q축 전류지령 생성 방법의 타당성 검증하였다. 이때 다단 비례-적분제어기의 외부(속도) 제어 주기는  $41 \times 10^{-5}$  [s]로 진행하였고, 제안된 LQR 제어기(KOLQR)의 가중치는  $Q = \text{diag}(1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ ,  $R = \text{diag}(0.1, 0.1)$ 로 설정하였다.

[Fig. 3(a)]는 두 제어기가 [0, 0.25]초 구간에서 가속, [0.25, 0.5]초 구간에서 속도 유지, [0.5, 0.75]초 구간에서 감속, 다시 [0.75, 1]초 구간에서 속도를 유지하는 지령을 수행한 결과를

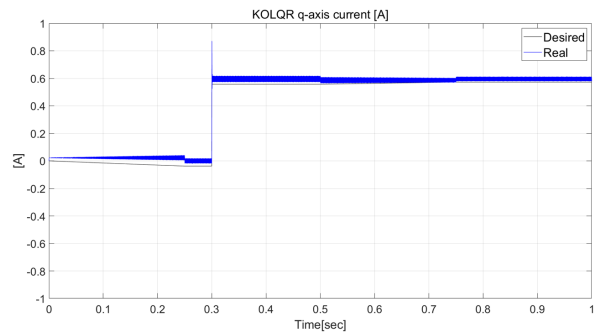
나타낸 그래프이다. 이때 0.3초에서 외부 부하로 0.05[Nm]을 주었다. [Fig. 3(b)]와 [Fig. 3(c)]는 [Fig. 3(a)]의 속도 지령을 수행했을 때 두 제어기의 q축 전류 값을 나타낸 그래프이다. [Fig. 3(b)], [Fig. 3(c)]를 비교해 보았을 때 제안된 제어기가 다단 비례-적분제어기와 같이 속도 지령으로부터 q축의 전류지령 생성을 무리 없이 해내며 추적하는 모습을 확인할 수 있다. 이 결과는 3.2절에서 제안한 q축 전류지령 생성 방법이 타당하다는 사실을 뒷받침해준다. 또한 극대수와 외부 부하를 제외한 모델 파라미터 정보를 사용하지 않았음에도 불구하고 쿠프만 연산자 기반 LQR 제어기([Fig. 3]의 KOLQR)의 성능이 더 우수했으며 외부 부하에 대해서도 강인한 모습을 보였다. 이는 수치적으로도 각각의 rmse (root mean squared error) 값,  $\text{rmse}(\text{PI}) = 16.55$ ,  $\text{rmse}(\text{KOLQR}) = 2.59$ 을 비교하여 확인할 수 있다.



(a) comparisons of velocity tracking performances between the conventional PI control and KOLQR control



(b) the conventional cascade PI control



(c) the proposed KOLQR control

[Table 1] Model parameters of PMSM

$L_d$	$1.707 \times 10^{-3}$ H
$L_q$	$1.707 \times 10^{-3}$ H
$R$	1.471 $\Omega$
$\phi$	0.014 Wb
$J_m$	$9.039 \times 10^{-6}$ kgm <sup>2</sup>
$B_m$	$1.5915 \times 10^{-7}$ Nms/rad
$P$	4

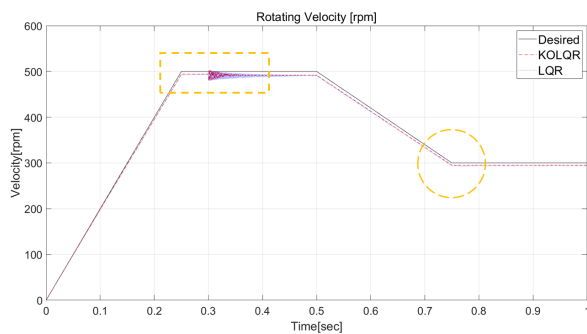
[Fig. 3] Comparisons of q-axis currents at given velocity tracking

### 4.3 노이즈, 외부 부하에 대한 제어기 성능 비교

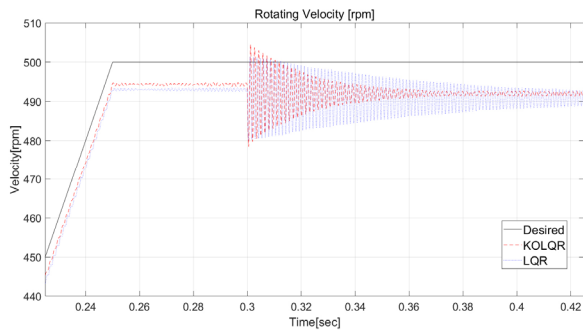
다음으로 본 논문에서 제안한 쿠프만 연산자 기반의 LQR (KOLQR)제어기와 기존의 파라미터 추정방법<sup>[11]</sup>과 선형화 기법을 적용한 LQR 제어기의 노이즈, 외부 부하에 대한 강건성

[Table 2] Gaussian data noise

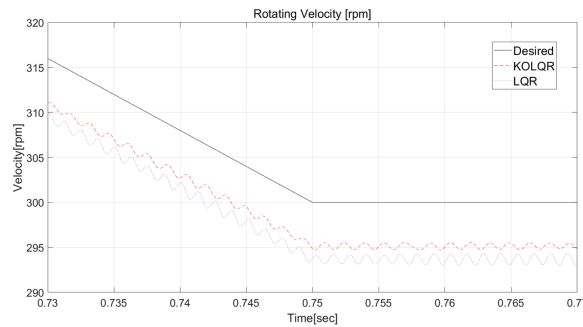
noise of $i_d$	$\sim N(0, 0.05) A$
noise of $i_q$	$\sim N(0, 0.05) A$
noise of $\omega_e$	$\sim N(0, 5) \text{ rad/sec}$
noise of $v_d$	$\sim N(0, 0.5) V$
noise of $v_q$	$\sim N(0, 0.5) V$



(a) comparisons of velocity tracking performances between LQR control and KOLQR control



(b) the [0.225s~0.425s] part enlarged from [Fig. 4(a)]



(c) the [0.73s~0.77s] part from [Fig. 4(a)]

[Fig. 4] Comparisons of velocity tracking performances in noisy environment

을 비교하였다. 쿠프만 연산자 추정, 모터 파라미터 추정 모두 데이터 노이즈를 가지는 환경에서 이루어졌으며, 4.2절에서와 동일하게 0.3초에서 0.05[Nm]의 외부 부하가 주어졌다. 이때 노이즈는 [Table 2]의 값을 사용하였고, KOLQR 제어기의 가중치는  $Q = \text{diag}(1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$ ,  $R = \text{diag}(2, 2)$ , LQR 제어기의 가중치는  $Q = \text{diag}(1, 1, 1)$ ,  $R = \text{diag}(1, 1)$ 으로 설정하였다.

[Fig. 4(a)]는 두 제어기가 [Fig. 3(a)]에서와 같은 속도 지령을 수행한 그래프이며, [Fig. 4(b)], [Fig. 4(c)]는 각각 [Fig. 4(a)]의 [0.225, 0.425]초 구간, [0.73, 0.77]초 구간을 확대하여 나타낸 그래프이다. [Fig. 4(b)]에서 확인할 수 있듯, 제안한 제어기가 기존의 방법으로 구성한 LQR 제어기보다 외부 부하가 걸렸을 경우 더욱 빠르게 안정을 찾아가는 모습을 볼 수 있다. 또한 [Fig. 4(c)]는 데이터에 가우시안 노이즈가 있는 환경에서의 제안된 제어기의 속도추정 성능이 기존 LQR 제어기의 성능보다 뛰어나다는 것을 보여준다. 이 또한 각각의 rmse값,  $\text{rmse (LQR)} = 7.13$ ,  $\text{rmse (KOLQR)} = 5.85$ 을 비교하여 수치적으로도 확인이 가능하다.

## 5. 결론 및 향후과제

본 논문에서는 모터의 극대수와 외부 부하를 제외한 모델 파라미터 정보를 필요로 하지 않는 쿠프만 연산자 기반의 영구자석 동기전동기의 속도제어 기법을 제안하였다. 먼저 가관측 함수를 구성한 뒤, 관측 데이터를 이용해 쿠프만 연산자를 계산하였다. 계산된 연속시간 쿠프만 연산자( $K$ )와 운동방정식의 관계로부터 속도 지령에 대응되는 q축의 전류지령을 생성할 수 있었고, 이산시간 쿠프만 연산자( $K_d$ )로부터 시스템의 선형모델을 얻은 뒤, LQR (Linear Quadratic Regulator)에 적용하여 최종 제어입력을 유도하였다. 시뮬레이션을 통하여 다단 비례-적분제어기와 기존 기법으로 구성한 LQR제어기와 q 축 전류그래프, 노이즈와 외부 부하가 있는 환경에서의 속도 추적성능 비교를 통해 제안된 제어기의 성능을 검증하였으며, 실제 모터로의 적용은 제안한 제어기법의 개선과 함께 향후 과제로 남긴다.

## References

- [1] T. Tarczewski, L. M. Grzesiak, A. Wawrzak, K. Karwowski, and K. Erwinski, "A state-space approach for control of NPC type 3-level sine wave inverter used in FOC PMSM drive," *Bulletin of The Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 62, no. 3, pp. 439-488, 2014, DOI: 10.2478/bpasts-2014-0046.
- [2] S. Bolognani, S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Design and Implementation of Model Predictive Control of Electrical Motor Drives," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1925-1936, 2009, DOI: 10.1109/TIE.2008.2007547.

- [3] Y. Kim, K.-S. Kim, and S. Kim, "A DOB based Robust Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor," *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Busan, Korea, 2015, DOI: 10.1109/ICCAS.2015.7364927.
- [4] Y. Lee, S.-H. Lee, and C. C. Chung, "LPV H-infinity Control with Disturbance Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 488-497, 2018, DOI: 10.1109/TIE.2017.2721911.
- [5] B. O. Koopman, "Hamiltonian systems and transformations in Hilbert space," *National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 17, no. 5, pp. 315-318, 1931, DOI: 10.1073/pnas.17.5.315.
- [6] J. L. Proctor, S. L. Brunton, and J. N. Kutz, "Generalizing koopman theory to allow for inputs and control," *SIAM journal on Applied Dynamical Systems*, vol. 17, no. 1, pp. 909-930, 2018, DOI: 10.1137/16M1062296.
- [7] M. O. Williams, I. G. Kevrekidis, and C. W. Rowley, "A data-driven approximation of the Koopman operator: Extending dynamic mode decomposition," *Journal of Nonlinear Science*, vol. 25, no. 6, pp. 1307-1346, 2015, DOI: 10.1007/s00332-015-9258-5.
- [8] Q. Li, F. Dietrich, E. M. Bollt, and I. G. Kevrekidis, "Extending dynamic mode decomposition with dictionary learning: A data-driven adaptive spectral decomposition of the koopman operator," *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, vol. 27, no. 10, 2017, DOI: 10.1063/1.4993854.
- [9] D. A. Haggerty, M. J. Banks, P. C. Curtis, I. Mezić, and E. W. Hawkes, "Modeling, reduction, and control of a helically actuated inertial soft robotic arm via the koopman operator," *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, Xi'an, China, 2021, DOI: 10.48550/arXiv.2011.07939.
- [10] G. Marmakous, M. L. Castano, X. Tan, and T. D. Murphey, "Derivative-based koopman operators for real-time control of robotic systems," *IEEE Transaction on Robotics*, vol. 37, no. 6, pp. 2173-2192, 2021, DOI: 10.1109/TRO.2021.3076581.
- [11] B.-I. Yesid, C.-Q. Leidy, A.-J. Juan, and C.-E. Horacio, "Algebraic Identification Approach for Parameter Estimation in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors," *2021 IEEE 5th Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, Ibaguè, Colombia, 2021, DOI: 10.1109/CCAC51819.2021.9633290.



### 김준식

2020 한양대학교 ERICA 로봇공학과(공학사)  
현재 한양대학교 전자공학과(석박사 통합과정)

관심분야: 로봇제어, 시스템 식별



### 우희진

2022 한양대학교 ERICA 전자공학과(공학사)  
현재 한양대학교 전자공학과(석사과정)

관심분야: 모터 드라이버 설계, 로봇 제어



### 최영진

2002 POSTECH 기계공학과(공학박사)  
2005 KIST 지능로봇연구센터 선임연구원  
현재 한양대학교 ERICA 전자공학부 교수

관심분야: 로봇제어, 생체신호처리