

LQR 제어를 이용한 EPS용 PMSM의 전류 제어기 설계

신 성 우^{*1)} · 장 수 영¹⁾ · 신 창 우¹⁾ · 정 지 현¹⁾ · 이 진 환¹⁾

SW Campus, HL Mando¹⁾

Current Controller Design of PMSM using LQR Controller in EPS System

Seongwoo Shin¹⁾ · Suyeong Jang¹⁾ · Changwoo Shin¹⁾ · Jihyun Jung¹⁾ · Jinhwan Lee¹⁾

SW Campus, HL Mando Corporation, 21 Pangyo-ro 255beon-gil, Bundang-gu, Seongnam-si, Gyeonggi-do 13486, Korea¹⁾,

Key words : Electric Power Steering (EPS, 전동식 파워 스티어링), PMSM (영구자석 동기전동기),
PI controller (PI 제어기), LQR controller (LQR 제어기)

* 교신저자, E-mail: seongwoo.shin@halla.com

조향장치의 전동식 파워스티어링(EPS)의 주요 동력원은 영구자석형 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM)로 시스템 출력과 성능을 갖기 위해 정밀 제어가 요구 된다. 대부분 양산에 적용되고 있는 제어기는 피드백 제어의 형태를 가지고 있으며, 제어하려는 대상의 출력을 측정하여 지령값과 비교하고 오차를 계산하여 제어를 하는 PI 제어기를 대부분 사용하고 있다.

PI제어기는 현재 상태의 오차 값의 크기에 비례하는 비례항과 정상상태(Steady-state)의 오차를 최소화 하는 적분 항의 제어기로 구성되어 있으며, 이 제어시스템에서 성능은 전동기 파라미터 오차, 측정 정확도에 따라 성능이 좌우 될 수 있다.

따라서 본 논문에서는 여러 외란에 대해 강건 제어를 하기 위한 방법으로 Linear Quadratic Regulator(LQR) 제어기를 EPS의 PMSM 모델에 적용한 설계와 시험에 대해 제안하고자 한다. 제안하는 제어기의 성능 시험은 EPS에 사용하는 PMSM 모델을 사용하였다.

논문에서 고려하는 제어 대상 시스템 모델은 다음과 같다.

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_{ds}}i_d + \frac{1}{L_{ds}}v_d + \frac{\omega_r L_{qs}}{L_{ds}}i_q \quad (1)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_{qs}}i_q + \frac{1}{L_{qs}}v_q - \frac{\omega_r L_{ds}}{L_{qs}}i_d - \phi_f \omega_r \quad (2)$$

위 식에서 i_d , i_q 는 각각 d축, q축 전류이고, v_d , v_q 는 d축, q축 전압이다. R_s 는 고정자 저항, L_d , L_q 는 각각 d축, q축 고정자 인덕턴스, ω_r 은 회전자 속도, ϕ_f 은 영구자속에 의한 자속이다. 식 (1), (2)의 i_d , i_q 를 x_d , x_q 로 v_d , v_q 를 u_d , u_q 로 두고, 간섭 성분과 역기전력이 전향 보상 되었다 가정하면 아래와 같다.

$$\dot{x}_d = a_d x_d + b_d(u_d - d_d) \quad (3)$$

$$\dot{x}_q = a_q x_q + b_q(u_q - d_q) \quad (4)$$

위 식에서 u_d , u_q 는 각각 d축, q축 제어 입력이고, d_d , d_q 는 외란이다. $a_d = -R_s/L_{ds}$, $a_q = -R_s/L_{qs}$, $b_d = 1/L_{ds}$, $b_q = 1/L_{qs}$ 이며 양수이다. 이후 제어기 설계에서 시스템 행렬과 입력 행렬은 시스템 파라미터의 값 자체를 제외하면 동일하므로 축을 구분하지 않고 사용하였다.

LQR 제어기는 상태 궤환 제어기의 일종으로 시스템에 대한 성능 지수 J 를 정의하고 이를 최소로 하는 입력을 찾는 제어 방식이다. LQR 제어기는 시스템 폐루프 전달함수의 극을 원하는 위치에 배치하는 극 배치법과 달리 가중치 행렬 Q , R 을 이용한다는 특징이 있다. 제어기 설계를 위한 성능 지수 J 를 아래와 같이 정의한다.

단, $a_{cl} := a - bK$ 이고 $u = -Kx$, $x = e^{a_{cl}t}x_0$ 이다.

$$J = x_0^T \int_0^\infty (e^{a_{cl}t}(Q + K^T R K)e^{a_{cl}t})dt x_0 \quad (5)$$

이 때 폐루프 시스템 행렬 a_{cl} 이 안정하다면 $P := \int_0^\infty (e^{a_{cl}t}(Q + K^T R K)e^{a_{cl}t})dt$ 는 아래 리아푸노프 방정식을 만족한다.

$$a_{cl}^T P + P a_{cl} = -(Q + K^T R K) \quad (6)$$

상태 궤환 이득 K 를 구하기 위해 식 (6)을 Quadratic form 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$0 = a^T P + P a - P b R^{-1} B^T P + (K - R^{-1} B^T P)^T R (K - R^{-1} B^T P) + Q \quad (7)$$

식 (7)을 통해 성능 지수 J 를 최소로 하는 상태 궤환 제어이득은 $K = R^{-1} B^T P$ 와 같은 형태임을 알 수 있다. 여기서 J 를 최소로 하는 행렬 P 는 Riccati 방정식의 해로부터 주어진다. 이것이 널리 알려져 있으므로 그로부터 해를 구하면 최적 제어 입력은 아래와 같이 쓸 수 있다,

$$u = -R^{-1} B^T P x \quad (8)$$

모의실험에 사용한 시스템은 EPS를 구성하는 PMSM의 전기 시스템이다. 기준 입력은 0.1[sec]에 각각 $T_q = 5.6[\text{Nm}]$ 를 만족하도록 전류 지령을 계산하여 인가하였다. 속도는 0~3000[rpm]으로 증가시키며 실험을 진행하였다.

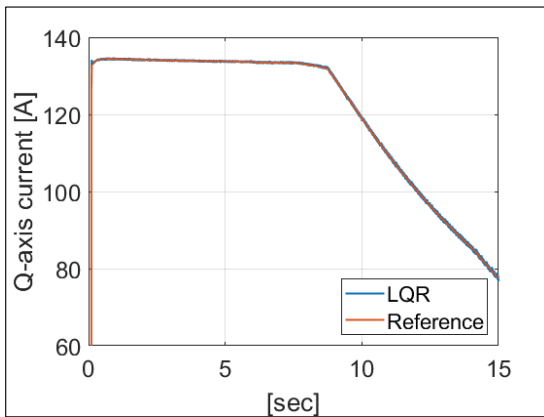


Photo. 1 Performance of I_q current on proposed controller

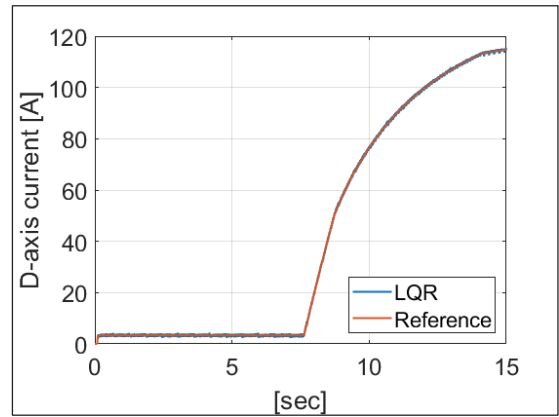


Photo. 2 Performance of I_d current on proposed controller

그림 (1)은 기준 입력 인가 후 0~3000[rpm]으로 속도가 증가할 때 Q축 전류 지령과 실제 전류의 그래프이다. 실험을 통해 LQR로 설계한 제어기가 제어 목표인 0.1[sec]에 빠르게 달성하고, 이를 유지함을 확인할 수 있다. 그림 (2)는 기준 입력 인가 후 0~3000[rpm]으로 속도가 증가할 때 D축 전류 지령과 실제 전류의 그래프이다. D축 전류 제어기 또한 제어 목표를 달성함을 확인할 수 있다.

본 논문은 PMSM의 전류 제어기를 LQR로 설계하는 방법을 다루었다. LQR의 최적제어입력은 정의한 성능지수를 최소로 하도록 가중치 Q , R 을 정하고, 리아푸노프 방정식을 통해 행렬 P 를 구함으로 설계할 수 있었다. 사용한 제어기의 성능은 EPS에 사용되는 PMSM의 전기 시스템을 이용한 모의실험을 통해 확인하였다. 모의실험 결과 설계한 제어기가 제어 목표를 달성함을 확인할 수 있었다.