

# 새로운 토크 제어를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기 토크제어

박정우 송지훈  
현대로템

## A New Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation

Jeong-Woo Park, Ji-Hun Song  
Hyundai Rotem

### ABSTRACT

IPMSM의 속도제어를 다룬 [1]에서 토크제어에 대해 별다른 언급이 없어서 수많은 연구자들이 IPMSM의 토크제어를 전류맵 기반으로 하고 있다. 이에 본 논문은 [1]에 사용할 수 있는 새로운 토크제어를 제안한다.

### 1. 서 론

IPMSM의 수식을 기반으로 한 토크제어기가 없어서 전류맵 기반 토크제어를 대부분 사용한다. 특히 자동차 업계는 국토교통부에서 5% 이내 토크 정밀도를 요구하여, 정밀한 토크제어를 위해 전류맵 보정을 한다. 본 논문은 수식 기반으로 정밀한 토크제어를 수행하는 새로운 토크 제어기를 제안한다.

### 2. 새로운 토크 제어기

#### 2.1 새로운 토크 제어기

IPMSM의 토크 수식은 다음과 같다.<sup>[2]</sup>

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[ \lambda_f I_s^* \sin\beta + \left( \frac{L_d - L_q}{2} \right) (I_s^*)^2 \sin 2\beta \right] \quad (1)$$

여기서  $T_e$ 는 전동기의 순시 전기적 토크[N.m],  $P$ 는 전동기의 극수,  $\lambda_f$ 는 IPMSM의 영구자석 세기[Wb],  $I_s^*$ 는 전동기 고정자 전류 크기[A],  $\beta$ 는  $d^*$  축 전류와 고정자 전류  $I_s^*$ 가 이루는 각도[rad]<sup>[2]</sup>,  $L_d, L_q$ 는  $d^*, q^*$  축 인덕턴스[H]이다.

식(1)을  $I_s^*$ 에 대한 2차 방정식으로 보고, 2차 방정식을 풀면

$$I_s^* = \frac{\text{sign}(T_e^*) * \left( -\lambda_f + \sqrt{(\lambda_f)^2 + 4(L_d - L_q) \left( |T_{e,MTPA}^*| \right) \frac{4\cos\beta}{3P\sin\beta}} \right)}{2(L_d - L_q)\cos\beta} \quad (2)$$

으로  $T_e$  대신  $|T_{e,MTPA}^*|$ 를 사용한다.  $I_s^*$ 는 [1]의 속도제어 모드와 대응되며  $I_s^*$ 를 모드에 따라 전환하여 사용할 수 있다. 식(2)를 [1]의 MTPA(Maximum Torque Per Ampere) 수식에 넣으면 되며 MTPA 수식은 다음과 같다.<sup>[1]</sup>

$$i_{dx,MTPA}^{r*} = \frac{\lambda_f - \sqrt{(\lambda_f)^2 + 8(L_d - L_q)(I_s^*)^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (3)$$

$$i_{qx,MTPA}^{r*} = \text{sign}(I_s^*) \sqrt{(I_s^*)^2 - (i_{dx,MTPA}^{r*})^2} \quad (4)$$

$$\beta = \text{atan2}(|i_{qx,MTPA}^{r*}|, i_{dx,MTPA}^{r*}) \quad [\pi^*0.501, \pi^*0.999] \quad (5)$$

$\beta$ 는 약자속 전류가 포함되지 않은 MTPA 전류지령들만으로 부터 얻는다.

새로운 토크제어기의 구조는 그림 1과 같다.

그림 1의 식(6), 식(7)의 경우 약자속 구간에서 약자속 전류  $\Delta i_{df}^{r*}$ 가 들어가면 토크 실제 측정값  $T_e$ 가 사용자의 토크 지령  $T_e^*$  보다 크게 나오는 현상이 있으므로 MTPA 토크 지령  $T_{e,MTPA}^*$ 을 사용자의 토크 지령 입력  $T_e^*$  보다 작아지게 하는 원리이다. 식(6) 대신 토크 실제 값을 넣으면 가장 좋다.

$$T_{e,FB} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[ \lambda_f i_{qs}^{r*} + (L_d - L_q) i_{ds}^{r*} i_{qs}^{r*} \right] \quad (6)$$

$$T_{e,FFcomp} = LPF \left[ \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) (i_{dx,MTPA}^{r*} - i_{ds}^{r*}) i_{qs}^{r*} \right] \quad (7)$$

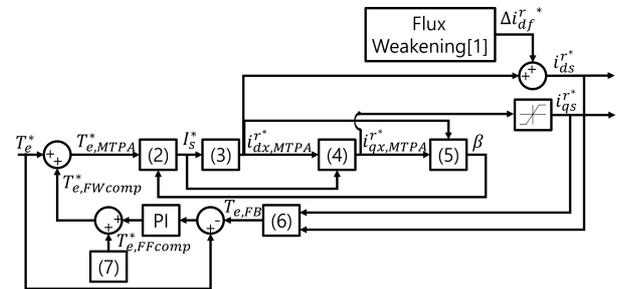


그림 1 새로운 토크 제어기의 구조  
Fig. 1 A New Torque Controller

#### 2.2 구현 상의 문제점들과 해결들

식 (2)에 토크 지령의 크기인  $|T_{e,MTPA}^*|$ 로 하여, 음의 토크 지령 시 음수의 제곱근이 되지 않도록 한다. 음의 토크 지령은

$sign(T_e^*)$  텀으로 반전하여 사용하며, 이는 [1]에서 식(4)의  $sign(I_s^*)$ 를 사용하여  $i_{qs}^{r*}$ 를 반전하는 것으로 이어진다. 또 식(5)의  $\beta$ 에  $|i_{qs}^{r*}|$ 로 된 것은 음의 토크 지령 시 식(2)에 토크 지령의 크기인  $|T_{e,MTPA}^*|$ 를 사용하기 때문이다.

식(2), 식(3), 식(4)는 음수의 제공근이 되지 않도록 제공근 안의 값이 음수일 경우에는 제공근 안을 반전하여  $\sqrt{-x}$ 으로 입력한다. 이는 0으로 처리하는 것보다 토크가 작기 때문이다.

식(2)에서  $\sin\beta, \cos\beta$ 가 분모로 들어가기 때문에 식(5)  $\beta = [\pi*0.501 \sim \pi*0.999]$ 으로 제한하여, 0으로 나눗셈 되지 않게 한다.  $\beta$ 의 초기값과 idle 시(if  $i_{dr}^{r*} = 0$ ) 값은  $\beta = \pi*0.501$ 로 하여 초기 토크가 작게 나오게 한다.

$\beta$ 는 약자속 전류가 포함되지 않은 MTPA 전류지령들만으로 부터 얻는데, 약자속 전류까지 포함해서  $\beta$ 각을 계산한 것보다 MTPA 지령 전류만으로  $\beta$ 각을 계산한 것이 약자속 구간에서 실제 토크를 지령에 더 가깝게 하기 때문이다.

식(6)을 사용한다면 PI제어기 없이 식(7)만 이용해도 된다. 식(7)의 LPF는 전류지령이 급격히 변경되는 경우에 적용한다.

식(6) 대신 다른 토크 수식을 사용한다면 PI제어기가 필요한데, 사용자 토크 지령  $T_e^*$ 가 스텝으로 부호가 반전되는 경우와 약자속 전류가 있는 상황에서 토크 제어 후 사용자 토크 지령을 0으로 변경하는 경우에 PI제어기 오동작이 있다. 이 문제들은 MTPA 토크 지령 크기  $|T_{e,MTPA}^*|$ 가 사용자의 토크 지령 크기  $|T_e^*|$  보다 큰 경우 PI제어기 모든 요소를 0으로 초기화하는 것으로 해결된다. MTPA 토크 지령 크기  $|T_{e,MTPA}^*|$ 는 사용자 토크 지령 크기  $|T_e^*|$  보다 항상 작기 때문이다.

$\lambda_f, L_d, L_q$  파라미터 실제 값이 전류 및 온도에 따라 변동되기 때문에 고토크 구간에서 실제 토크와 오차가 있을 수 있다.  $\lambda_f, L_d, L_q$  파라미터를 전자계 해석 값을 토대로 작성된 참조표로 선형보간 하여 식(6)과 실제토크가 일치해야 한다.

$$\hat{L}_d = \frac{v_{qs}^{r*} - R_s i_{qs}^{r*} - \lambda_f \omega_{re} - d(L_q i_{qs}^{r*})/dt}{\omega_{re} i_{ds}^{r*}} \quad (8)$$

$$\hat{L}_q = -\frac{v_{ds}^{r*} - R_s i_{ds}^{r*} - d(L_d i_{ds}^{r*})/dt}{\omega_{re} i_{qs}^{r*}} \quad (9)$$

$$\hat{\lambda}_f = \frac{v_{qs}^{r*} - R_s i_{qs}^{r*} - d(L_q i_{qs}^{r*})/dt}{\omega_{re}} - L_d i_{ds}^{r*} \quad (10)$$

또는 파라미터 추정을 통해 참조표를 얻을 수 있는데,  $d^r$  축,  $q^r$  축 전류, 속도를 변경 시험하여 식(8), 식(9), 식(10) 결과로 파라미터 참조표를 작성할 수 있다. 통상 속도와  $d^r$  축 전류 항은 무시하고,  $q^r$  축 전류항의 1차원 참조표로 선형보간 한다. 전압지령은 인버터 비선형성 보상하여 실제전압과 일치해야 한다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_f i_{qs}^{r*} + (L_d - L_q) i_{ds}^{r*} i_{qs}^{r*} - L_{eq} (i_{ds}^{r*})^2 + L_{ed} (i_{qs}^{r*})^2] \quad (11)$$

또는 온라인 파라미터 추정을 이용할 수도 있는데 [3]의 토크 수식인 식(11)에 LPF를 거치고 사용할 수 있다. 하지만 식(11)은  $L_{ed}, L_{eq}$ 를 안정화하기 위해 실제 값 대신 지령을 이용하고 LPF를 통과한 값을 이용하더라도, 사용자 토크 지령이

변경되는 과도상태에서 추정된  $L_{ed}, L_{eq}$ 의 진동이 있으므로, 토크 지령을 변경하는 경우 안정화 시간을 카운트한 후에 그림 1의 식(6) 대신 식(11)을 입력할 수 있다. 또한 전동기 속도 향으로 인하여 기저 속도의 10% 이상에서 사용하는 것이 좋다.

[3]은 전류의 실제 값을 사용하는 토크 피드백 제어기인데, 본 논문은 전류의 지령 값을 이용할 수 있는 토크 제어기이므로, 전류 지령 값에는 센서 노이즈가 없으므로 강건하고 응답성이 매우 빠르다. 또한 본 논문은 필요 시 그림 1의 식(6) 부분을 다른 토크 수식 및 토크 측정치 등 다양하게 이용하여 피드백할 수도 있다.

### 3. 시험 결과

AVL사의 200kW급 부하 다이내모미터를 이용한 IPMSM의 토크제어 시험 결과는 그림 2이다. 그림 2는 AVL 다이내모미터의 토크센서로 측정된 실제 토크 값이다.

AVL 부하 다이내모미터는 전동기 속도를 2700[RPM]으로 속도제어를 하고 있고, 본 논문의 토크 제어기가 구동 중인 인버터를 이용하여 IPMSM의 토크를 10, 20, 30, 40, 50[N.m]로 제어하였다. 약자속 구간에서 본 논문의 토크 제어기를 이용하여 즉각적으로 원하는 토크가 나오게 된다.

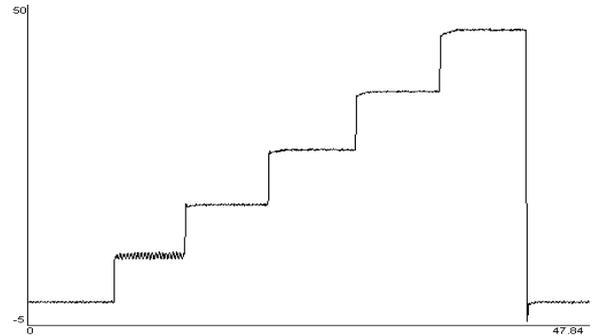


그림 2 약자속 구간에서의 토크 제어 시험  
Fig. 2 In Flux Weakening Region, Torque Control Test

### 4. 결론

본 논문은 [1]의 토크제어 버전이다. 새로운 토크 제어기를 제안하였고, 다이내모 시험을 통해 결과가 검증되었다. 제어기 구조 상 실제 값이 아닌 지령 값을 이용하여 강건하고 응답이 빠르다. 본 논문은 그림 1의 토크 피드백 식(6) 대신 다른 피드백을 사용해서 결과가 더욱 좋아질 수도 있다.

### 참고 문헌

[1] Jang-Mok Kim and S. -K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 43-48, Jan.-Feb. 1997  
[2] 김상훈, "모터제어 4판," 북두출판사, 320p, 2022.  
[3] 양두영, "매입형 영구자석 동기 전동기의 상호인덕턴스 추정을 이용한 토크제어," 국내석사학위논문 건국대학교 대학원, 2014. 서울