

PMSM 토크제어를 위한 보간오차 보상방법

Interpolation Error Compensation Method for PMSM Torque Control

이 정 효*
 (Jung-Hyo Lee)

Abstract - This paper proposes an interpolation error compensation method for PMSM torque control. In PMSM torque control, two dimensions look-up table(2D-LUT) is used for current reference generation due to its stable and robust torque control performance. However, the stored data in 2D-LUT is discrete, it is impossible to store all over the operation range. To reduce the reference generation error in this region, the 2D-Interpolation method is conventionally used, however, this method still remains the error affected by the number of stored data. Besides, in the case stored by fixed unit, this error is increased in field weakening region because of the small number of stored data. In this paper, analyzing the cause of this interpolation error, and compensating the method to reduce this error. Proposed method is verified by the simulation and experiment.

Key Words : 2D-Interpolation, PMSM, Torque Control, Look-up table

1. 서 론

최근에 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) 구동 시스템은 효율성과 견인력 향상을 위해 자주 차량에 채택되었다. 일반적으로 전기자동차에 사용되는 견인 전동기의 경우, 두 개의 파라미터에 대한 Look-up 테이블(2D-LUT) 기반의 전류지령 제어를 통한 PMSM 구동 방법이 널리 사용된다[1]-[6].

2D-LUT는 속도-토크 또는 자속-토크 2D-LUT가 주로 사용되며 테이블의 데이터는 전동기 파라미터 변동을 고려하기 위해 실험을 통해 얻는다. 그림 1은 기존의 속도-토크, 자속-토크 2D-LUT기반의 토크 제어 방법을 나타낸다. 이러한 제어기에서 2D-LUT에 저장되는 데이터는 속도-토크, 자속-토크에 해당하는 각각의 메모리 번지에 따라 저장된다. 이 때, 메모리 번지는 불연속적인 값이기 때문에, 특정 속도, 토크, 자속에 대한 전류지령 데이터만이 저장 가능하다. 따라서 2D-LUT를 사용한 PMSM 토크제어 방법의 경우, 필연적으로 전 구동영역에서의 적절한 전류데이터의 저장이 불가능하다는 것을 알 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 가장 일반적으로 사용되는 방법은 2D-Interpolation 보간 기법이다[7]-[9]. 그림 2에서처럼, 두 개의 입력 파라미터 값에 따라 저장된 데이터의 선형 보간을 수행하는 방법으로써, 만약 추정되어야 할 궤적이 직선으로 나타나는 경우에는 오차가 발생하지 않는다.

그러나 PMSM의 최적구동전류 궤적의 경우, 단위전류당 최대토크(MTPA) 제어와 단위자속당 최대토크(MTPF) 제어를 포

함한 모든 궤적이 곡선 형태로 나타나며, 특히 전압제한원의 경우에는 원형 또는 타원형의 곡선 궤적을 나타낸다. 이는 2D-Interpolation에 의해 선형 보간된 전류지령과 PMSM 최적구동전류 간에 오차가 발생함을 의미하며, 이 오차는 전압제한원 구동을 해야 하는 약계자 구동영역에서 커짐을 의미한다. 뿐만

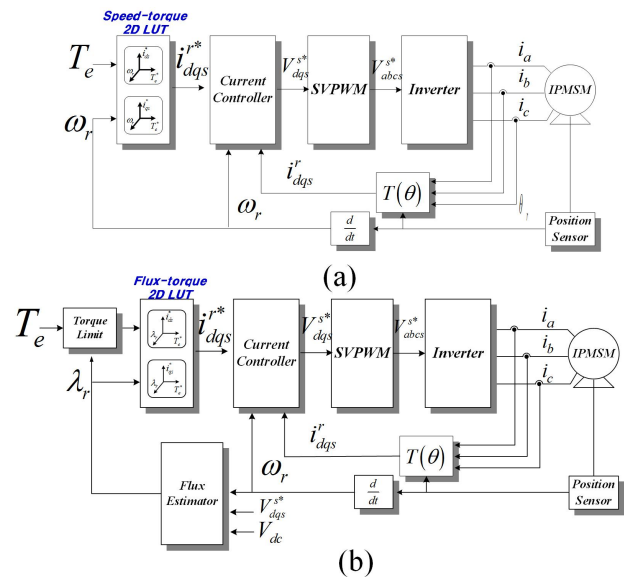


그림 1 Look-up 테이블 기반의 PMSM 토크 제어방법 (a) 속도-토크 2D-LUT를 이용한 제어방법 (b) 자속-토크 2D-LUT를 이용한 제어방법

Fig. 1 Look-up table based PMSM torque control method (a) Using speed-torque 2D-LUT (b) Using flux-torque 2D-LUT

* Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Kunsan National University, Korea.
 E-mail: jhlee82@kunsan.ac.kr

Received : October 24, 2017; Accepted : February 9, 2018

아니라, 참고문헌 [9]에서 기술한 바와 같이 마이크로프로세서의 연산량을 줄이기 위해 고정단위로 전류데이터를 저장하게 되면, 약계자 구간에서 출력토크에 대한 불연속 구간이 길어져 보간오차가 더 크게 나타난다. 기존에는 이러한 오차가 나타나지 않도록 충분한 수의 메모리를 활용하였으나[5],[9], 전기자동차 응용 분야에 적용되는 ISO26262 규격은 충분한 수의 고장 검출 방법과 진단 방법을 요구하기 때문에, 전동기 구동에 필요한 메모리 허용량은 응용분야가 고도화 될수록 감소한다.

본 논문은 이러한 보간오차를 저감하는 새로운 방법을 제안한다. 이를 위해 먼저 보간 오차가 발생하는 원인에 대해 분석하고, 약계자 영역에서 이를 보상하기 위한 방법을 제시한다.

2. 2D-Interpolation 보간 방법

그림 2에서와 같이 2D-Interpolation 보간 방법은 2D-LUT에 사용되는 보간 방법으로써, 두 개의 파라미터에 대한 선형보간 방법이다. 그림에 나타나듯이, 메모리에 저장되지 않는 특정 속도, 특정 토크에 대한 2D-LUT의 데이터는 각각의 파라미터의 올림, 내림에 따라 4개의 값을 갖는다. 속도 파라미터의 올림치에 대한 출력값과 내림치에 대한 출력값, 그리고 토크 파라미터의 올림치에 대한 출력값과 내림치에 대한 출력값이 그것이다. 출력된 값들은 입력 파라미터에 선형보간된 출력을 만들기 위해 그림 3과 같이 세 번의 선형 보간 수식이 적용된다. 적용되는 선형보간 수식은 다음과 같다.

$$f(x) = f(x_1) + \left(\frac{f(x_2) - f(x_1)}{x_2 - x_1} \right) \cdot (x - x_1) \quad (1)$$

여기서 $f(x)$ 는 보간된 출력이며, x_2 와 x_1 은 각각 입력 파라미터에 대한 올림, 내림 값, $f(x_2)$, $f(x_1)$ 은 각각 올림, 내림 파라미터에 따른 저장된 데이터값, 그리고, x 는 입력 파라미터 값이다.

변수에 대한 나눗셈 연산은 마이크로프로세서의 연산에 부담이 되므로, 이를 고정값으로 처리하면 식 (1)은 다음과 같이 변형

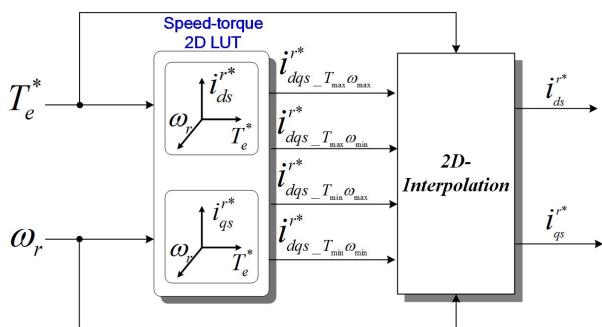


그림 2 2D-Interpolation 보간 방법의 적용
Fig. 2 Adaptation of the 2D-Interpolation technique

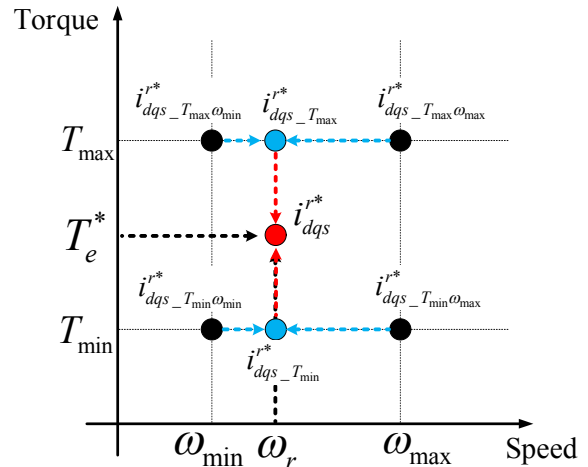


그림 3 2D-Interpolation 보간 기법을 통한 보간 데이터 획득 방법
Fig. 3 Interpolated data acquisition method by means of 2D-Interpolation technique

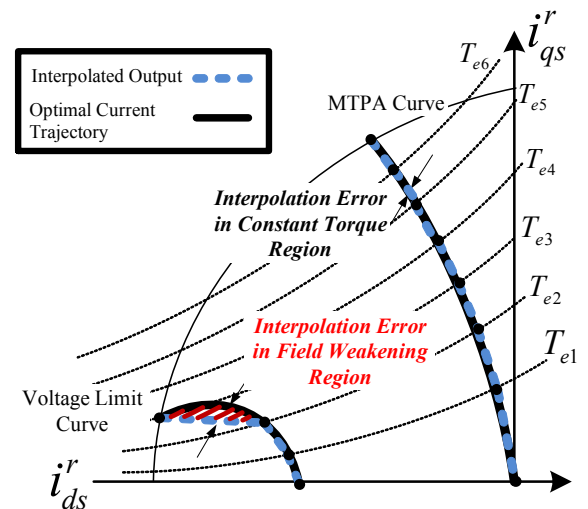


그림 4 2D-Interpolation에 의한 전류계측과 PMSM 최적전류계측간의 오차
Fig. 4 The error between optimal current trajectory of PMSM and interpolated output trajectory of 2D-Interpolation technique

된다.[9]

$$f(x) = f(x_1) + \left(\frac{f(x_2) - f(x_1)}{x_{unit}} \right) \cdot (x - x_1) \quad (2)$$

그림 4는 6개의 단위토크에 따라 저장된 2D-LUT의 입력 파라미터에 따라 2D-Interpolation을 통해 나타나는 전류 계측을 보여준다. 각각의 점들을 2D-LUT에 저장된 전류 데이터라 할 때, 입력 파라미터에 따라 직선으로 보간된 전류 출력을 얻을 수

있음을 알 수 있다.

먼저 정토크 영역에서는 이러한 보간 오차에 의한 영향이 크지 않음을 알 수 있다. 이는 상대적으로 많은 저장데이터 수와 단위전류당 최대토크 곡선이 거의 선형에 가깝기 때문이다. 그러나 약계자 영역에서는 상대적으로 적은 데이터의 수와, 전류계의 곡률이 더 크기 때문에 빗금친 부분과 같이 매우 큰 보간 오차가 발생하여 최대 출력을 제한시킨다.

3. 보간 오차 보상 방법

그림 5는 그림 4의 보간오차가 발생하는 약계자 구동 영역을 확대하여 도시한 그림이다. 먼저 보상되어야 할 전류값을 알기 위해 PMSM의 모델화된 방정식을 나타내면 (3)-(5)를 통해 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \left(p = \frac{d}{dt} \right) \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\phi_f i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (4)$$

$$V_{max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = \omega_r \sqrt{(L_d i_{ds}^r + \phi_f)^2 + (L_q i_{qs}^r)^2} \quad (5)$$

일반적으로 약계자 구동 영역에서는 전류의 크기가 크지 않기 때문에 역기전력 전압의 크기는 영구자석에 의한 쇄교자속 성분이 주요한 영향을 준다. 따라서 이 영역에서 토크는 q축 전류의 변화에 따른 변동이 크게 나타나며, 전압제한원은 속도와 d축 전류에 따른 영향을 크게 받는 것을 알 수 있다. 이 중, 속도는 전동기의 직접적인 제어 대상이 아니고, 기계 구동환경의 영향을 받는 제한조건이다. 따라서 보간법으로 인해 줄어든 전압제한원의 출력을 보상하기 위해서는 토크를 상승시키도록 q축 전류를 보상해야 함을 알 수 있다.

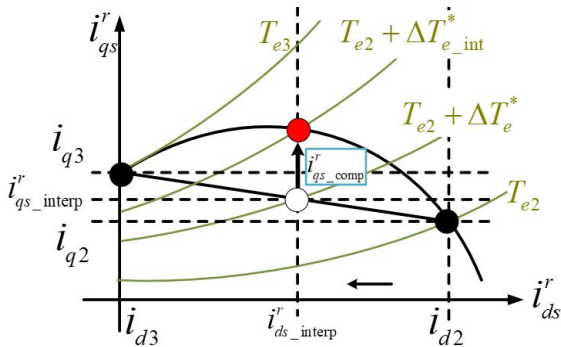


그림 5 2D-Interpolation에 의해 보간된 dq축 전류와 q축 보상전류

Fig. 5 Interpolated dq-axis currents by 2D-Interpolation and compensated current

그림 5에서 토크지령에 따른 보간된 q축 전류지령의 변동은 식 (1)에 따라 식 (6)과 같이 표현될 수 있다.

$$i_{q_interp}^r(T_{e2} + \Delta T_e^*) = i_{q3}^r + \frac{i_{q3}^r - i_{q2}^r}{T_{e3} - T_{e2}} \Delta T_e^* \quad (6)$$

$$(\Delta T_e^* = T_e^* - T_{e2})$$

식 (6)에 따라 보간된 q축 전류에 의한 전압의 크기는 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{mag} = \omega_r \sqrt{(L_d i_{ds_interp}^r (T_{e2} + \Delta T_e^*) + \phi_f)^2 + (L_q i_{qs_interp}^r)^2} \quad (7)$$

$$V_{mag} < V_{max}$$

식 (7)에서 변동된 토크값에 따라 보간된 d축 전류의 값을 $i_{ds_interp}^r$ 이라 한다면, 이 d축 전류에 의해 발생가능한 최대토크의 크기는 전압제한원과 토크곡선의 교점을 통해 얻어질 수 있다.

이에 대한 방정식은 식 (8)과 같이 4차방정식을 통해 표현되며, 4개의 근 중, 2개는 허근, 2개는 실근을 갖는다. 이 2개의 실근 중에 전류의 크기를 최소로 하는 값이 유효한 d축전류의 값이 된다.

$$\begin{aligned} & -(L_d - L_q)^2 L_q^2 i_{ds_interp}^r{}^4 \\ & + \{-2L_d^2 (L_d - L_q) - 2\phi_f L_d (L_d - L_q)\} i_{ds_interp}^r{}^3 \\ & + \left\{ -2L_d^2 \phi_f^2 - 4\phi_f L_d (L_d - L_q) - (L_d - L_q)^2 \phi_f^2 + (L_d - L_q)^2 \left(\frac{V_{max}}{\omega_r} \right)^2 \right\} i_{ds_interp}^r{}^2 \\ & + \left\{ -2\phi_f^3 L_d - 2(L_d - L_q) \phi_f^2 + 2(L_d - L_q)^2 \left(\frac{V_{max}}{\omega_r} \right)^2 \right\} i_{ds_interp}^r \\ & + \left\{ \phi_f^2 \left(\frac{V_{max}}{\omega_r} \right)^2 - \left(\frac{L_q (T_{e2} + \Delta T_{e_int})}{P_n} \right)^2 - \phi_f^4 \right\} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서의 d축 전류의 값이 식에서 표현된 것처럼 보간된 d축전류와 같다면, 이를 식 (4)에 대입하여 보상되어야 할 q축 전류값을 얻을 수 있다.

$$i_{qs_comp}^r = \frac{4}{3P} \frac{T_{e2} + \Delta T_{e_int}}{(\phi_f + (L_d - L_q) i_{ds_interp}^r)} - i_{qs_interp}^r \quad (9)$$

여기서 증가되는 토크 출력의 크기 $\Delta T_{e_int}^*$ 는 토크 지령에 변동에 따라 증가된 토크값 ΔT_e^* 보다 항상 크다는 것을 그림 5를 통해 직관적으로 알 수 있다. 이러한 토크 크기의 차이는 식 (7)에서 나타난 것처럼 보간된 q축 전류에 대한 전체 역기전력 전압 크기가 입력전압에 따른 전압제한값 보다 작기 때문이다. 따라서 보상하여야 할 q축 전류는 전압오차를 입력으로 하는 PI 제어기를 통해 보상될 수 있다.

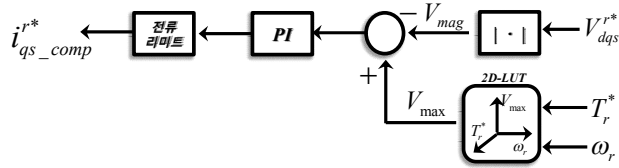


그림 6 제안된 q축 보상전류 제어 블록도
Fig. 6 Proposed control block for q-axis current compensation

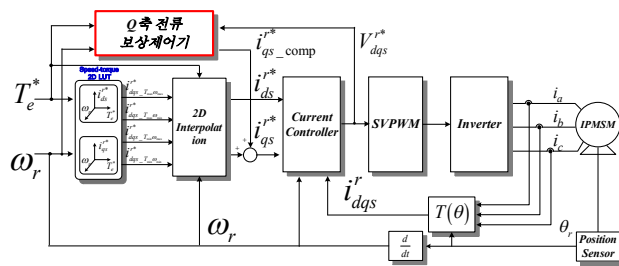


그림 7 전체 제어 블록도
Fig. 7 Overall proposed control block diagram

$$i_{qs_comp}^r = \frac{sK_p + K_i}{s} (V_{max} - V_{mag}) \quad (10)$$

식 (10)을 이용하여 보상해야할 q축전류 제어기를 구성하면 그림 6과 같다. 약계자 구동영역에서는 전압제한값이 인버터의 최대출력전압으로 나타나지만, 정토크 구동영역에서는 각 속도, dq축 전류에 따라 그에 따른 역기전력 전압값이 나타난다. 이를 속도/토크에 대한 2D-LUT로 저장하여 실제 나타나는 역기전력 전압의 크기를 반영할 수 있도록 구성하였다. 이를 통해, 정토크 영역과 정출력 영역의 절환이 안정적으로 수행된다. 한편, 전류리미트를 통하여 보상기에 대한 과도응답의 영향을 제한하고, 2D-LUT의 q축 전류지령을 감소시키지 않도록 구성하였다.

그림 7은 제안된 방법이 적용된 PMSM 전체 제어블록도를 나타낸다. 전동기의 구동 역기전력의 크기는 정상상태일 때 식 (11)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{qs}^r &= \omega_r(L_d i_{ds}^r + \phi_f), v_{ds}^r = -\omega_r L_q i_{qs}^r \\ \sqrt{v_{qs}^r{}^2 + v_{ds}^r{}^2} &= \omega_r \sqrt{(L_d i_{ds}^r + \phi_f)^2 + (L_q i_{qs}^r)^2} = V_{mag} \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서와 같이 전동기의 구동 역기전력의 크기는 정상상태에서 전류제어기의 출력전압과 같다. 이를 그림 6의 q축 전류 보상기에 입력하면 전압제한값과 구동 역기전력간의 오차를 구하는 것이 가능하다.

4. 시뮬레이션

제안된 제어 알고리즘을 검증하기 위해서 본 논문은 PSIM 시뮬레이션 툴을 사용하였으며, 제어 알고리즘은 C코드로 작성된

DLL을 사용하여 각각의 변수 출력을 검증하였다.

표 1은 테스트 전동기의 공칭값을 나타낸다. 이러한 공칭 파라미터를 기반으로 속도-토크에 대한 dq축 전류맵은 그림 8과 같이 얻을 수 있다.

이 중, 각 속도-토크 별 전압제한값에 대한 2D-LUT는 그림 8(c)와 같다. 그림을 살펴보면, 약계자 영역이 시작된 이후에는 입력전압의 0.5773배의 선형변조전압제한 조건에 따라 일정한 값을 갖는 것을 알 수 있다.

그림 8(d)는 식 (8)과 (9)를 통해 얻은 전압제한원 평면에서 동작하는 dq축 전류와, MTPA, MTPF 전류궤적을 볼 수 있다. 하지만 앞서 설명한대로, 모든 구동 입력에 대한 연속적인 데이터를 저장하는 것은 불가능하다. 따라서, 속도-토크 2D-LUT에 저장되는 데이터는 정토크 영역의 정격토크와 구동최대속도를 기

표 1 모터 파라미터

Table 1 Motor parameters

극 수	8
상저항[mΩ]	20
Ld[mH]	2.03
Lq[mH]	2.13
영구자석 발생자속[Wb]	0.1439
정격 DC-link 전압[Vdc]	48
정격토크[Nm]	15
정격속도[rpm]	200
최대속도[rpm]	1500
상전류최대치[Apk]	30

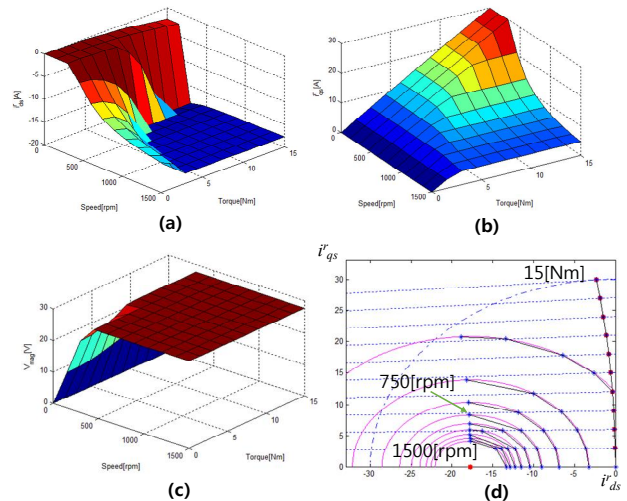


그림 8 PMSM 파라미터에 따른 전류맵 (a) d축전류맵 (b) q축전류맵 (c) 역기전력전압 (d) dq축전류좌표계로 표현된 전류맵
Fig. 8 Current maps according to motor parameters (a) d-axis current map (b) q-axis current map (c) Back-EMF magnitude (d) dq-axis current maps plotting by dq-axis currents coordinates

준으로 저장된다. 본 논문에서는 정격토크의 1/10, 최대구동속도의 1/10배의 간격으로 데이터를 저장하였다. 그러나 정토크 영역에서의 토크지령에 대한 저장데이터의 수는 10개지만, 최대 속도에서의 저장데이터 수는 속도 증가에 대한 토크출력 감소로 인해 수가 3개로 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 9는 기존의 2D-Interpolation만을 적용했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 이 중, 첫 번째 파형을 보면 dq축 전류계적이 저장된 약계자 구동영역 전류데이터에 따라 선형적으로 이어지는 것을 알 수 있다. 세 번째 파형을 살펴보면, 전압제한원과 역기전력전압 간의 오차를 볼 수 있다. 이는 기존의 방법이 약계자 영역에서 출력가능한 최대 출력에 대해 부족한 토크출력을 발생시킴을 의미한다.

그림 10은 제안된 q축 전류보상기가 추가되었을 때의 시뮬레이션 결과이다. 첫 번째 파형을 살펴보면, 기존의 방법과는 달리

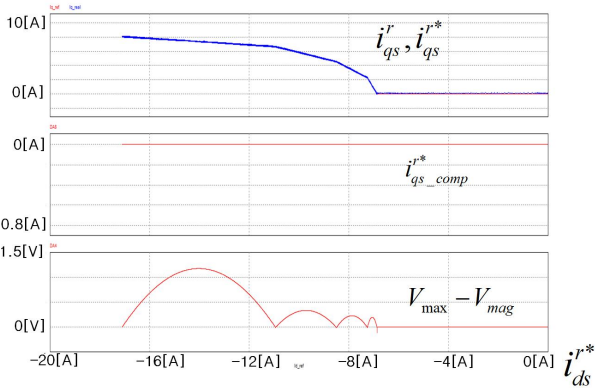


그림 9 기존 2D-Interpolation 적용 약계자 구동 시뮬레이션 (750[rpm], 0[Nm]→15[Nm])

Fig. 9 Field weakening operation simulation of 2D-Interpolation adaptation (750[rpm], 0[Nm]→15[Nm])

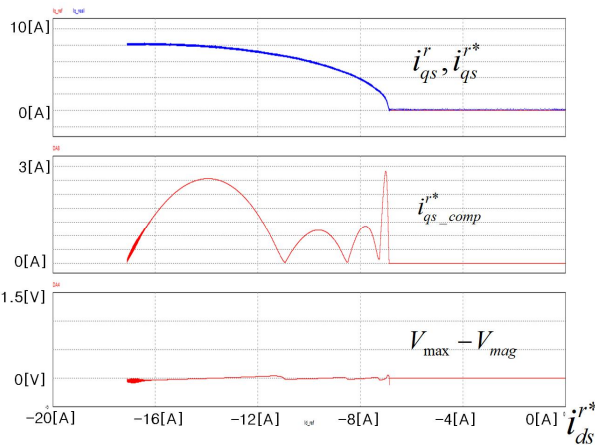


그림 10 제안된 방법 적용 약계자 구동 시뮬레이션(750[rpm], 0[Nm]→15[Nm])

Fig. 10 Field weakening operation simulation of proposed method adaptation (750[rpm], 0[Nm]→15[Nm])

dq축 전류계적이 깨끗한 타원형을 그리는 것을 알 수 있다. 이는 두 번째 파형에서 나타난바와 같이, q축 전류지령이 제한된 q축 전류보상기에 의해 보상되었기 때문이다. 세 번째 파형에서 약계자 영역에서 역기전력 전압과 전압제한값의 오차는 기존 방법 대비 q축 전류의 증가를 통해 감소됨을 알 수 있다. 이를 통해 제안된 방법은 속도-토크 전류맵의 전류데이터가 없는 구간에서도 최대출력제어가 가능함을 알 수 있다.

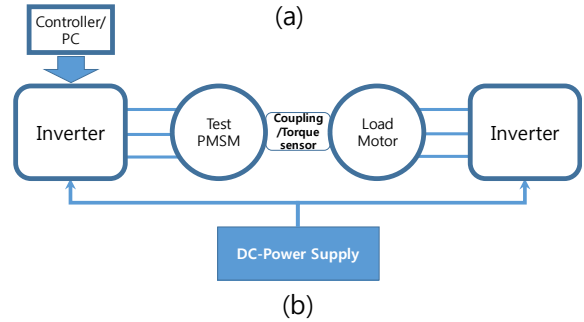
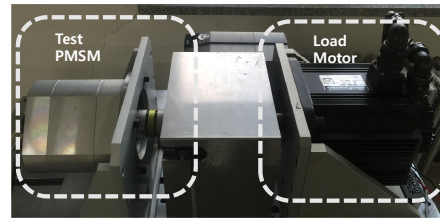


그림 11 실험용 MG세트 (a) 실험세트 사진 (b) 실험세트 구성
Fig. 11 Experimental MG setup (a) Picture of the setup (b) Composition of the setup

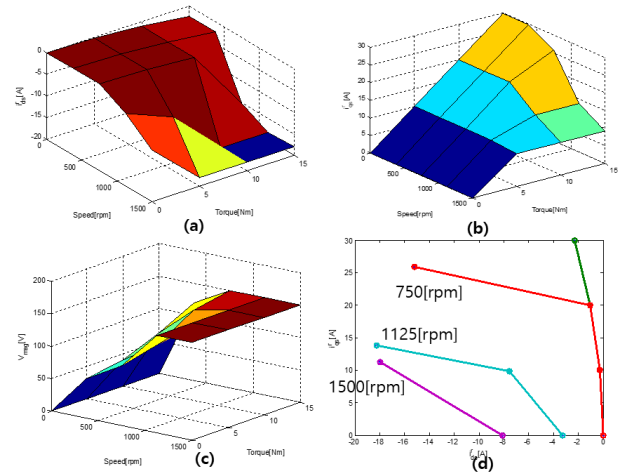


그림 12 실험에서 사용된 전류맵 (a) d축전류맵 (b) q축전류맵 (c) 역기전력전압 (d) dq축전류좌표계로 표현된 전류맵

Fig. 12 Current maps using in experiment (a) d-axis current map (b) q-axis current map (c) Back-EMF magnitude (d) dq-axis current maps plotting by dq-axis currents coordinates

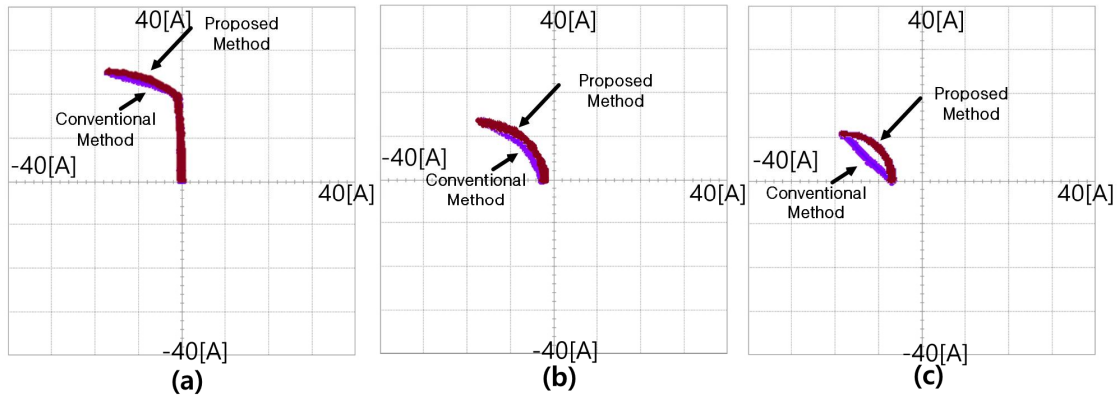


그림 13 기존 2D-Interpolation과 제안된 방법의 약계자 영역 구동 비교 실험 (a) 750[rpm]구동 (b) 1150[rpm]구동 (c) 1500[rpm]구동

Fig. 13 Comparison of the conventional method using 2D-Interpolation and the proposed method in field weakening operation (a) 750[rpm] operation (b) 1150[rpm] operation (c) 1500[rpm] operation

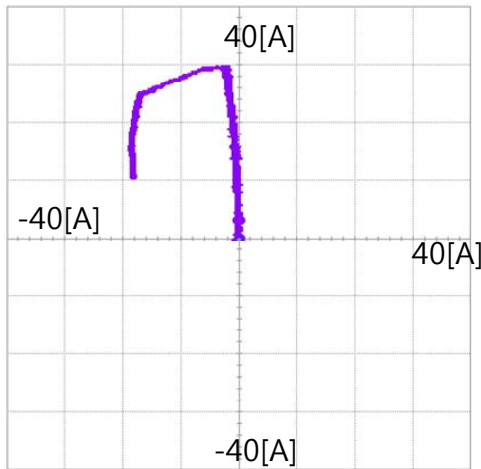


그림 14 제안된 방법의 최대출력제어 실험 결과
Fig. 14 Experimental result of the maximum power control with proposed control method

5. 실험

그림 11은 제안된 제어 알고리즘을 검증하기 위한 실험 세트와 이에 대한 구성을 나타낸다. 참고문헌 [10]을 참고하여 각 속도-토크별 dq축 전류맵을 실험을 통해 측정하였으며 이에 대한 결과는 그림 12와 같다. 좀 더 열악한 환경구성을 위하여 기존의 방법대비 매우 적은 메모리를 활용하여 전류맵을 구성하였다. 본 논문에서는 실험용 전류맵 및 전압맵을 정격토크의 1/3, 최대구동속도의 1/4배의 간격으로 데이터를 저장하였다. 이를 통해 최대속도에서의 토크지령 변화에 대한 dq축 전류값은 영토크 제어시의 dq축 전류값을 제외하면 하나의 토크 데이터만이 나타나는 것을 알 수 있다. 이는 실제 전동기에서 공칭값으로 표현된 인덕

턴스와 영구자석의 자속값이 실제 실험시 포화가 나타남에 따른 영향으로 출력이 감소하였기 때문이다.

그림 13은 각각 기존의 2D-Interpolation만을 이용한 방법과 제안된 방법에 대한 실험 결과를 비교한 파형이다. 그림을 살펴보면 기존의 방법대비 출력이 향상되는 것을 알 수 있으며, 정토크 영역에서 약계자 영역으로의 전환이 있는 속도 영역에서도 안정적으로 제어됨을 알 수 있다.

그림 14는 토크지령을 최대로 놓은 후, 부하모터의 속도를 올려 최대출력제어를 수행한 시험 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이, 제안된 제어가 추가되더라도 최대출력제어가 안정적으로 수행됨을 알 수 있다.

6. 결론

본 논문은 PMSM 토크제어를 위한 보간오차 보상방법을 제안하였다. 이를 위해 기존 속도와 토크에 대한 2D-Interpolation 기법에 문제점에 대해 분석하였으며, 분석된 결과를 토대로 약계자 구동 영역에서 q축 전류를 보상함으로써 기존 방법대비 출력을 향상시켰다. 특히 제안된 방법은 기존 방법 대비 더 적은 전류맵 데이터를 활용하여도 출력 향상이 가능함을 실험과 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2016학년도 군산대학교 신입교수 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

본 연구는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 '네트워크 기반 유체기기 고효율화 고급트랙'인력양성사업(No.20174010201350)의 지원을 받아 수행되었습니다.

References

- [1] Y. Kusaka, E. Yamada, and Y. Kawabata, "Method and Apparatus for Driving and Controlling Synchronous Motor using Permanent Magnets as its Field System," US Patent 55169995, Oct, 1996.
- [2] JaeHyuk Lee, JungHyo Lee, JinHo Park, ChungYuen Won, "Field-weakening strategy in condition of DC-link voltage variation using on electric vehicle of IPMSM" IEEE-Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, Aug. 2011.
- [3] Yang Nanfang, Luo Guangzhao, Liu Weiguo, Wang Kang, "Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table" Inter. Conf. on Elec. Mach. Sys.(ICEMS), pp. 1015-1019, Jun. 2012.
- [4] Tae-Suk Kwon, Gi-Young Choi, Mu-Shin Kwak and Seung-Ki Sul "Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation," IEEE-Trans. Ind. Appl., vol. 44, no. 6 pp. 1722-1731, Nov. 2008.
- [5] Bing Cheng, Tesch, T.R., "Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors," IEEE-Trans. Ind. Elect., vol. 57, no. 3, pp. 969-974, Mar. 2010.
- [6] Jung-Hyo Lee, Chung-Yuen Won, Byoung-Kuk Lee, Hyun-Bae Kim, Jei-Hoon Baek, Kyu-Bum Han, U-In Chung, "IPMSM Torque Control Method Considering DC-link Voltage Variation and Friction Torque for EV/HEV applications," 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1063 - 1069, Oct, 2012.
- [7] Marco Tursini, Enzo Chiricozzi, Roberto Petrella, "Feedforward Flux-Weakening Control of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Accounting for Resistive Voltage Drop", IEEE-Trans. Ind. Elec., vol. 57, no. 1 pp. 440-448, Jan. 2010.
- [8] Jin-Ho Park, Jung-Hyo Lee, Jae-Hyuk Lee, Chung-Yuen Won, "Current Control Method of IPMSM in Constant Power Region for HEV", Inter. Conf. on Elec. Mach. Sys.(ICEMS), pp. 1015-1019, Aug.2011.
- [9] Robert U. Lenke, Rik W. De Doncker, Mu-Shin Kwak, Tae-Suk Kwon, Seung-Ki SuI,"Field Weakening Control of Interior Permanent Magnet Machine using Improved Current Interpolation Technique" Power Electronics Specialists Conference(PESC), Jun, 2006.
- [10] Jung-Hyo Lee, "A study on torque control performance improvement for PMSM considering DC-link voltage variation," Dissertation for Ph.D., Sungkyunkwan Univ. 2013.

저 자 소 개



이 정 효 (Jung-Hyo Lee)

1982년 9월 20일생. 2006년 건국대 전기공학과 졸업(학사). 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2013년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(박사). 2013~2016년 LG이노텍 선임연구원. 2016~현재 군산대학교 전기공학과 조교수