http://dx.doi.org/10.6113/TKPE.2014.19.3.249

영구자석 동기 전동기의 토크 제어 및 토크 리플 저감을 위한 유한 제어요소 모델 예측제어(FCS-MPC) 설계

박효성[1], 이영일†

Torque Tracking and Ripple Reduction of Permanent Magnet Synchronous Motor using Finite Control Set-Model Predictive Control (FCS-MPC)

Hyo-Seong Park[1] and YoungIl Lee†

Abstract - This paper proposes a torque control method of permanent magnet synchronous motor, which has small torque ripple. The proposed control method is using the finite control set-model predictive control(FCS-MPC) strategy. An optimal input voltage vector minimizing a cost function is chosen among 6 passible active input voltage vectors following the FCS-MPC strategy. Then, a modulation factor for the optimal input voltage vector is computed to minimize the torque ripple. Thus, the proposed control method yields fast torque response and small torque ripple. The efficacy of the proposed method was verified through simulation and experiment.

Keywords: permanent magnet synchronous motor(PMSM), direct torque control(DTC), finite control set-model predictive control(FCS-MPC), torque ripple reduction

1. 서 론

유도전동기에 비하여 영구자석 동기 전동기(PMSM)는 효율, 속도응답성, 출력 밀도와 역률 등의 특성이 좋다. 이러한 이유로 제어용 서보 시스템으로 2레벨 인버터를 이용한 PMSM 시스템을 많이 사용한다[1]. 일반적으로 많이 사용되는 제어 방식은 벡터제어 또는 FOC(Field Oriented Control)이다[2]. 이 제어방법은 자속 벡터의 위치를 d축으로 맞춘 d-q 동기 좌표계 에서 3상 고정자 전류를 d와 q성분으로 분리하여 d축전류와 q축전류를 각각 제어하는 것이다. 이때 d축은 자속, q축은 토크를 각각 제어하고 이를 위해 PI제어기를 이용한다. 또 다른 PMSM의 제어방식에는 직접 토크제어(DTC)[3][4][14]가 있다. 이 방법은 토크와 자속의 증감에 따른 전압벡터를 미리 테이블로 정의하고, 토크 및 자속의 오차성분에 각각 히스테리시스 제어기를 사용해 미리 정의된 규칙에 따라 전압벡터를 선택하여 제어한다. DTC는 토크의 응답속도는 매우 빠르지만 토크와 자속의 리플이 크고, 샘플링 시간에 따라 성능이 크게 변한다. 또한 스위칭 주파수가 일정하지 못하다는 단점도 있다.

위의 단점을 개선하기 위하여 SVPWM기법을 적용한 DTC방법이 제시되었다[5]. 스위칭 주파수를 고정하기위해 SVPWM기법을 이용하였고, 토크 레귤레이션을 위하여 PI제어기를 사용하였다. 전압벡터 지령값을 만드는 기법에 변화를 주어 다양한 제어 방식(PI controller[5][6], deadbeat[7], MPC[8][9][11][12], MTPA[13])이 제안되었고, 이후에 토크 리플을 저감하기 위한 방법들도 제시되었다[10].

최근 Model Predictive Control(MPC)을 PMSM의 제어에 활용하는 사례가 많아지고 있다[8][9][11][12]. MPC는 먼저 현재 상태와 모델을 기반으로 미래의 상태를 예측한다. 그리고 만들어진 비용함수에 예측한 상태를 대입하여 그 값이 가장 작아질 수 있도록 하는 제어입력을 선택하여 사용하는 제어방법이다. 이런 MPC방법에는 크게 2가지로 나눌 수 있다. 매 제어주기마다 유한한 개수의 제어 입력 중에서 최적의 것을 찾아서 사용하는 Finite Control Set(FCS)-MPC[11][12]가 있고, 연속적인 제

Paper number: TKPE-2014-19-3-7
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: yilee@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical and Information Eng., Seoul National University of Sci. and Tech.
Tel: +82-2-970-6544 Fax: +82-2-972-1237
[1] Dept. of Electrical and Information Eng., Seoul National University of Sci. and Tech.
Manuscript received Dec 13. 2013; accepted Feb. 25, 2014

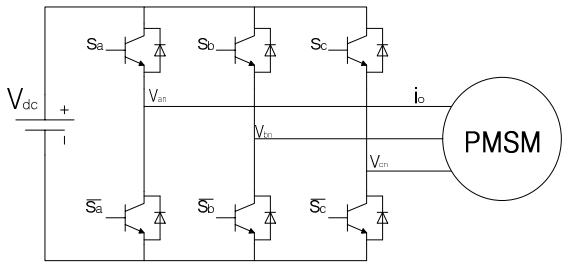

Fig. 1 PMSM control system using 2 level inverter

어입력 중에서 최적의 것을 찾아서 사용하는 Continuous Control Set(CCS)-MPC[8]가 있다. PMSM의 제어에도 이러한 두 가지 MPC방법을 적용하는 것이 가능하다. 먼저 CCS-MPC는 SVPWM을 사용하여 연속적인 제어입력에 대한 스위칭 조합을 결정하는 방법이다. 두 번째로 FCS-MPC는 DTC와 같이 SVPWM을 사용하지 않고 스위칭 상태를 결정하는 방법으로 MP-DTC와 같은 제어방법들이 제안되었다[11][12]. 그 중에서도 FCS-MPC의 경우 사용 가능한 하나의 상태로 입력 전압벡터가 선택이 되고, 이를 한 제어주기동안 계속 사용하게 되어 토크리플이 커지는 단점이 있다.

본 논문에서는 PMSM의 직접 토크 제어를 위하여 FCS-MPC방법을 제안한다. 그리고 기존 FCS-MPC의 단점인 과도한 토크리플 발생을 방지하기 위하여 선택된 입력 전압벡터의 적용시간을 최적화 하는 방법을 제안한다. 그에 따라 토크의 응답특성뿐 아니라 토크리플 저감에도 효과적인 제어기를 설계하였다. 2장에서는 시스템의 모델에 대해 소개하고 이산화 하는 과정을 설명한다. 3장에서는 제어목적을 설명하고 비용함수를 선택, 입력 전압벡터의 적용 시간을 최적화 하는 방법을 소개한다. 그리고 제어 알고리즘을 검증하기 위해 전력전자 해석 도구인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과를 4장과 5장에서 소개하고, 6장에서 본 논문에 대한 결론을 제공한다.

2. 시스템 모델 및 이산화

2레벨 인버터를 이용한 PMSM제어 시스템은 그림1과 같다.

그리고 이 2레벨 인버터는 각 상의 위, 아래 스위치가 서로 상보적으로 동작하면서 총 8종류의 스위칭 조합이 생길 수 있고, 다음 표 1과 같다.

0번과 7번 상태를 부하에 전압이 적용되지 않는 영벡터라고 하고, 나머지 상태를 부하에 전압이 적용되는 유효벡터라 한다. 다음으로 PMSM의 전압 방정식 및 쇄교 자속식에 대하여 설명한다. 고정자 전압방정식과 쇄교 자속식은 식(1), (2)와 같다.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt}\lambda_{abc} \tag{1}$$

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_m \tag{2}$$

Table 1 Passible switching state of 2 level inverter

State	Sa	Sb	Sc	Voltage Vector
0	OFF	OFF	OFF	$V_0 = 0\angle 0°$
1	ON	OFF	OFF	$V_1 = 2/3V_{dc}\angle 0°$
2	ON	ON	OFF	$V_2 = 2/3V_{dc}\angle 60°$
3	OFF	ON	OFF	$V_3 = 2/3V_{dc}\angle 120°$
4	OFF	ON	ON	$V_4 = 2/3V_{dc}\angle 180°$
5	OFF	OFF	ON	$V_5 = 2/3V_{dc}\angle 240°$
6	ON	OFF	ON	$V_6 = 2/3V_{dc}\angle 300°$
7	ON	ON	ON	$V_7 = 0\angle 0°$

여기서 R_s는 고정자 권선의 저항, L_s는 고정자 권선의 인덕턴스, λ_m는 영구자석의 자속이며 v_{abc}, i_{abc}, λ_{abc}는 각각 고정자 각 상의 전압, 전류 및 쇄교 자속이다. 식(1)과 (2)를 다음 변환 행렬 T[식(3)]를 이용하여 모터의 회전자 각속도로 회전하는 d-q 회전좌표계로 변환하면 식(4), (5)와 같다.

$$T = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}\cos(\omega_e t) & \cos(\omega_e t - 2\pi/3) & \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_e t) & \sin(\omega_e t - 2\pi/3) & \sin(\omega_e t + 2\pi/3)\end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \dfrac{d}{dt}\lambda_d - \omega_e \lambda_q \\ v_q = R_s i_q + \dfrac{d}{dt}\lambda_q + \omega_e \lambda_d \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} \lambda_d = L_s i_d + \lambda_m \\ \lambda_q = L_s i_q \end{cases} \tag{5}$$

여기서 v_d, v_q는 고정자 권선에 적용되는 dq축 전압벡터, i_d, i_q는 고정자 권선에 흐르는 dq축 전류이고, λ_d, λ_q는 고정자 dq축 쇄교 자속이다. 위 식(4), (5)를 이용해 PMSM의 자속 상태방정식을 만들면 식(6)과 같다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix}\dot{\lambda}_d(t) \\ \dot{\lambda}_q(t)\end{bmatrix}}_{\dot{\lambda}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix}-\alpha & \omega_e \\ -\omega_e & -\alpha\end{bmatrix}}_{A_c}\underbrace{\begin{bmatrix}\lambda_d(t) \\ \lambda_q(t)\end{bmatrix}}_{\lambda(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix}v_d(t) \\ v_q(t)\end{bmatrix}}_{v(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix}\alpha\lambda_m \\ 0\end{bmatrix}}_{d_c} \tag{6}$$

여기서 $\alpha = R_s/L_s$이다. 그리고 위 연속시간 상태방정식은 다음 식(7)과 같이 이산화 할 수 있다.

$$\lambda(t+h) = e^{A_c h}\lambda(t) + \left(\int_0^h e^{A_c \tau} d\tau\right)v(t) + \left(\int_0^h e^{A_c \tau} d\tau\right)d_c \tag{7}$$

식 (7)에서 h는 샘플시간이고, 변환행렬 $e^{A_c h}$는 다음 식(8)과 같이 계산 할 수 있다.

$$
\begin{aligned}
e^{A_c h} &= \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A_c h)\} \\
&= \mathcal{L}^{-1}\left\{inv\left(\begin{bmatrix} s+\alpha & -\omega_e \\ \omega_e & s+\alpha \end{bmatrix}\right)\right\} \\
&= e^{-\alpha h}\begin{bmatrix} \cos(\omega_e h) & \sin(\omega_e h) \\ -\sin(\omega_e h) & \cos(\omega_e h) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{8}
$$

이산화된 PMSM의 자속 상태 방정식을 다시 정리하면 식(9)와 같이 쓸 수 있다.

$$
\lambda(k+1) = A\lambda(k) + B\,v(k) + d \tag{9}
$$

$$
\lambda(k) = \begin{bmatrix} \lambda_d(k) \\ \lambda_q(k) \end{bmatrix} \quad v(k) = \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix}
$$

$$
A := e^{A_{ch}} = e^{-\alpha h}\begin{bmatrix} \cos(\omega_e h) & \sin(\omega_e h) \\ -\sin(\omega_e h) & \cos(\omega_e h) \end{bmatrix}
$$

$$
B := \int_0^h e^{A_c t} dt = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}
$$

$$
d := \int_0^h e^{A_c t} dt = \alpha\lambda_m \begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{21} \end{bmatrix}
$$

$$
b_{11} := \frac{\alpha - e^{-\alpha h}\left(\alpha\cos(\omega_e h) - \omega_e \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

$$
b_{12} := \frac{\omega_e - e^{-\alpha h}\left(\omega_e \cos(\omega_e h) + \alpha \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

$$
b_{21} := \frac{-\omega_e + e^{-\alpha h}\left(\omega_e \cos(\omega_e h) + \alpha \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

$$
b_{22} := \frac{\alpha - e^{-\alpha h}\left(\alpha\cos(\omega_e h) - \omega_e \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

$$
d_{11} := \frac{\alpha - e^{-\alpha h}\left(\alpha\cos(\omega_e h) - \omega_e \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

$$
d_{21} := \frac{-\omega_e + e^{-\alpha h}\left(\omega_e \cos(\omega_e h) + \alpha \sin(\omega_e h)\right)}{\alpha^2 + \omega_e^2}
$$

그리고 이때 모터의 토크 식은 식 (10)과 같다.

$$
T_e(k) = \frac{P}{2}\frac{3}{2}\frac{\lambda_m}{L_s}\lambda_q(k) \tag{10}
$$

여기서 P는 모터의 극 수이다. 식(10) 에서 알 수 있듯이 토크는 λ_q에만 영향을 받기 때문에 λ_q를 제어하는 것으로 원하는 토크를 만들 수 있다. 쇄교 자속식 식(5)에 의해 λ_q는 i_q에 의해서 만들어 진다. 그러므로 토크에 관계없는 i_d는 모터의 전력 효율을 위해 적게 흐를수록 좋다. 그러기 위해서 식(5)의 관계를 통해 λ_d를 λ_m로 제어해야만 한다.

3. FCS-MPC 설계 및 최적의 입력 전압벡터 계산

3.1 최적 스위칭 상태 선택

모터의 토크 제어를 위해서는 모터의 상태가 원하는 토크 및 자속에 가깝게 할 수 있도록 하는 최적의 전압벡터를 선택하여야 한다. 식(9)로부터 현재의 자속 $\lambda(k)$와 입력 전압벡터 $v(k)$가 정해지면 다음 스텝의 자속 $\lambda(k+1)$을 예측할 수 있다. 이 예측된 $\lambda(k+1)$과 식(10)을 이용하면 다음 스텝의 토크 $T_e(k+1)$을 예측할 수 있다. 우리의 제어 목적은 $T_e(k+1)$가 최대한 토크 지령치 T_e^*에 근접하게 하고, 이와 동시에 모터의 전력 효율을 위해서 d축 자속 λ_d가 모터의 영구자석의 자속 λ_m에 가깝게 만드는 것이다. 따라서 다음과 같은 비용함수를 생각 할 수 있다.

$$
J = W_T\left(T_e^* - T_e(k+1)\right)^2 + W_\lambda\left(\lambda_m - \lambda_d(k+1)\right)^2 \tag{11}
$$

W_T와 W_λ는 각각 토크 오차와 자속 오차의 비중 값이다. 현재 스텝 k에서 사용할 수 있는 표1 의 전압벡터 중 유효벡터 6가지$(V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6)$를 사용하여 식(9)로부터 각 유효벡터 사용 시의 6가지의 자속 상태와 토크 상태를 다음과 같이 예측 할 수 있다.

$$
\begin{bmatrix} \lambda_{di}(k+1) \\ \lambda_{qi}(k+1) \end{bmatrix} = A\begin{bmatrix} \lambda_d(k) \\ \lambda_q(k) \end{bmatrix} + B\begin{bmatrix} v_{di}(k) \\ v_{qi}(k) \end{bmatrix} + d \tag{12}
$$

$$
T_{ei}(k+1) = \frac{P}{2}\frac{3}{2}\frac{\lambda_m}{L_s}\lambda_{qi}(k+1) \tag{13}
$$

여기서,

$$
\begin{bmatrix} v_{di}(k) \\ v_{qi}(k) \end{bmatrix} = T\,V_i \quad (i = 1,2,3,4,5,6)
$$

$$
T = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \cos(\omega_e t - 2\pi/3) & \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_e t) & \sin(\omega_e t - 2\pi/3) & \sin(\omega_e t + 2\pi/3) \end{bmatrix}
$$

이다. 이에 대응하는 비용함수를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$
J_i = W_T\left(T_e^* - T_{ei}(k+1)\right)^2 + W_\lambda\left(\lambda_m - \lambda_{di}(k+1)\right)^2 \tag{14}
$$

영벡터를 제외한 유효 전압벡터 중에서 식(14)의 J_i를 가장 최소화 할 수 있는 벡터를 찾는다면 그 벡터가 토크 및 자속 오차를 가장 최소화 할 수 있는 최적의 벡터가 된다[식(15)].

$$
\min_{i\,=\,1\ldots6}[J_i] \tag{15}
$$

그러나 식(15)와 같이 전압벡터를 찾더라도 샘플시간 h가 충분히 빠르지 않다면 정상상태에서의 토크 리플이 커질 수 있다. 이는 식(15)에 의해 선택된 전압벡터가 샘플 시간 동안 계속 적용되면서 생기는 문제점이다. 이를 해결하기 위해서 샘플시간을 빠르게 하는 것은 현실적으로 제약이 크다. 대신 식 (15)에 의해 선택된 전압벡터의 적용 시간을 조절하는 것으로 정상상태에서의 토크 리플을 효과적으로 개선 할 수 있고, 이를 다음 절에서 설명한다.

3.2 입력 전압벡터 적용시간의 최적화

식 (14)에 사용가능한 유효 전압벡터 6가지를 각각 대입하여 식 (14)의 결과 값을 가장 작게 만드는 전압벡터를 찾는다. 그리고 그 벡터가 토크 및 자속 오차를 가장 최소화 할 수 있는 벡터임을 3.1절에서 밝혔다. 이렇게 선택된 최적 전압벡터를 v_{sel}라 하면 다음과 같이 토크 식을 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} T_e(k+1) &= K_T\lambda_q(k+1) \\ &= K_T\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}\left(A\lambda(k)+xBv_{sel}+d\right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$x: 0 \le x \le 1 \quad K_T := \frac{P}{2}\frac{3}{2}\frac{\lambda_m}{L_s}$$

식 (16)에서 x는 선택된 입력 전압벡터에 대한 모듈레이션 성분이다. 즉, x의 크기에 따라서 최적 전압벡터의 적용시간을 조절한다. 식 (16)으로부터 토크 오차를 다시 쓰면 식 (17)와 같다.

$$\left(T_e^* - T_e(k+1)\right) = T_e^* - K_T\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}\left(A\lambda + xBv_{sel} + d\right) \quad (17)$$

이때 A, B와 d는 시스템 모델로서 상수이고, λ와 v_{sel}는 한 제어 주기 동안 상수라고 생각 할 수 있다. 그러므로 토크 오차 식 (17)는 다음과 같이 식 (18)로 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \left(T_e^* - T_{ei}(k+1)\right) &= T_\alpha - xT_\beta \\ T_\alpha &:= T_e^* - K_T\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}(A\lambda + d) \\ T_\beta &:= K_T\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}Bv_{sel} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)를 가장 최소화 할 수 있는 모듈레이션 성분 x를 찾기 위해 식 (19)처럼 토크 오차의 제곱식을 고려한다.

$$\left(T_e^* - T_{ei}(k+1)\right)^2 = \left(T_\alpha - xT_\beta\right)^2 \quad (19)$$

이때 오차를 가장 최소화 할 수 있는 x는 다음 식 (20)을 만족하는 값이 된다.

Table 2 Specification of SPMSM and control system

V_{DC}	DC link voltage	$300\,V$
R_s	Stator resistance	1.25Ω
L_s	Stator inductance	$3.5mH$
λ_m	PM flux	$0.271\,Wb$
P	Number of poles	6
ω_m	Rotation speed	$375RPM$
T_s	Sampling time	$100\mu\sec$

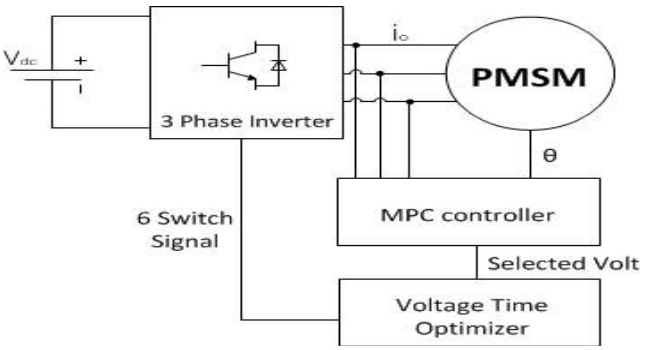

Fig. 2 System block diagram

$$\frac{d}{dx}\left(T_e^* - T_{ei}(k+1)\right)^2 = 0 \quad (20)$$

그러므로 x는 다음과 같이 결정 된다.

$$x = \frac{T_\alpha}{T_\beta} \quad (21)$$

즉, 선택된 전압벡터 v_{sel}을 제어 주기 동안 모두 사용하는 것이 아니고, x만큼만 사용하고 남는 시간에는 영벡터를 사용하여 토크 리플을 감소시킬 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

3장에서 설계한 토크제어기를 검증하기 위해 전력전자 해석 도구인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에 사용된 PMSM의 사양 및 제어시스템의 사양은 표 2와 같고, 전체 시스템은 그림 2와 같다. 그리고 속도를 일정하게 하기 위하여 PSIM의 Constant speed Load를 이용하여 기계적인 회전속도를 $375RPM$으로 설정하였다.

그리고 그림 3이 제어기 및 전압벡터 적용시간의 최적화를 위한 순서도 이다. 먼저 현재 측정된 전류와 모터의 위치를 이용하여 현재 자속 상태를 계산한다. 그리고 6개의 입력 전압 벡터에 대한 식 (14)의 값을 각각 계산하고 그중 가장 작은 값을 찾는다. 이 값을 가장 작게 만드는 전압벡터를 제어에 사용하게 된다. 이렇게 전압벡터가 선택이 되면, 식(21)을 이용하여 선택된 전압

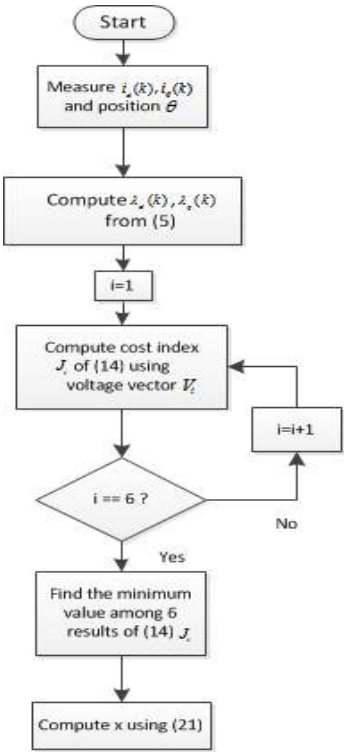

Fig. 3 Flowchart of controller & voltage optimizer

벡터를 제어 주기 동안 얼마나 사용할지 계산을 한다. 그리고 계산된 시간만큼 선택된 전압벡터를 사용하고 남은 시간동안에는 영벡터를 사용한다.

그림 4-(a)에 보이는 것이 토크의 응답이고, 그림 4-(b)에 보이는 것이 dq축 전류이다. 여기서 사용된 토크 값은 전류를 기반으로 한 계산 된 토크 값 이다. 토크 지령 값 변화는 0.005sec에 $2Nm$에서 $4Nm$로 스텝 지령 값을 만들어 주었다. 같은 조건에서 abc 3상의 전류 변화 및 선택된 전압벡터는 그림 5와 같다. 그림 4, 5의 결과는 모두 입력 전압벡터의 적용 시간을 최적화 하여 적용한 시뮬레이션 결과이다. 만약 이를 적용하지 않고 시뮬레이션 한다면 다음 그림 6과 같다. 그림 6-(b)가 전압벡터 적용 시간을 최적화 하지 않은 것이고, 그림 6-(a)가 적용한 것이다. 시뮬레이션 결과에서 보면 알 수 있듯이 입력 전압벡터의 적용 시간을 최적화 하지 않은 것에 비하여 적용한 결과가 토크의 리플이 매우 감소하는 것을 볼 수 있다.

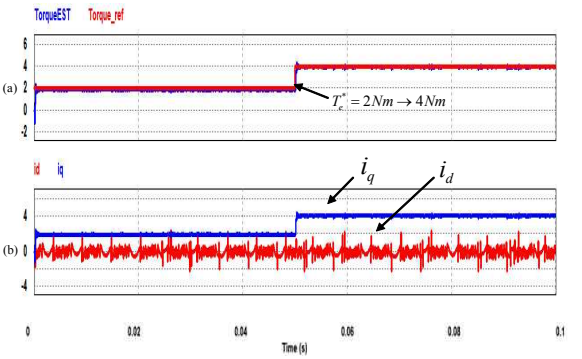

Fig. 4 (a) Torque Response
(b) dq axis current response

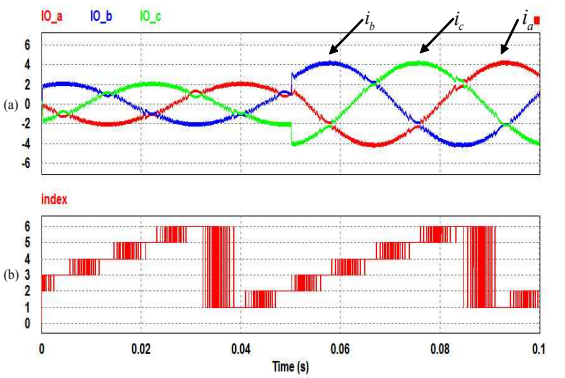

Fig. 5 (a) Three phase current
(b) input voltage vector index

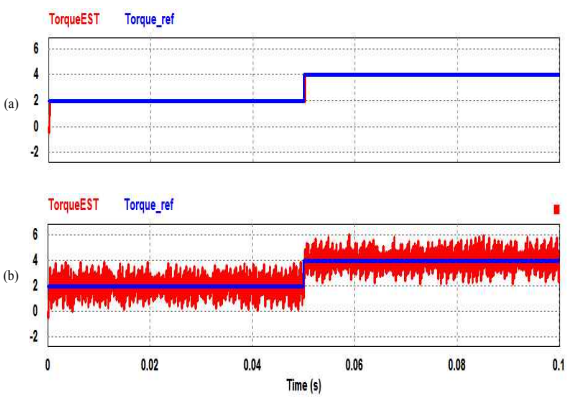

Fig. 6 (a) Torque response using modulation factor
(b) Torque response not using modulation factor

5. 실 험

실험을 위해서 TMS320F28335 DSP 프로세서를 사용하였다. 또한 실험에서의 사양도 시뮬레이션과 마찬가지로 표 2와 같다. 토크 및 자속을 추정하기 위해 고정자에 흐르는 전류값을 이용했고, 모터의 회전속도는 별도의 증분형 로터리 엔코더를 이용하여 측정하였다. 유도전동기는 부하로서 시뮬레이션에서의 Constant speed Load의 역할로 사용되었다. 이 유도전동기는 Yaskawa 사의 G7 사용인버터를 제어기로 사용하였다. 실험장치의 사진은 그림 7과 같고 왼편이 제어대상인 PMSM이고, 오른편이 유도전동기 이다.

그림 8-(a)는 모터의 토크 응답이고 그림 8-(b)는 dq축 전류 응답이다. 토크 지령치는 시뮬레이션에서와 같이 $2Nm$에서 $4Nm$로 스텝 지령을 주었다. 정상상태에서 토크 리플이 크지 않은 것을 확인 할 수 있었다.

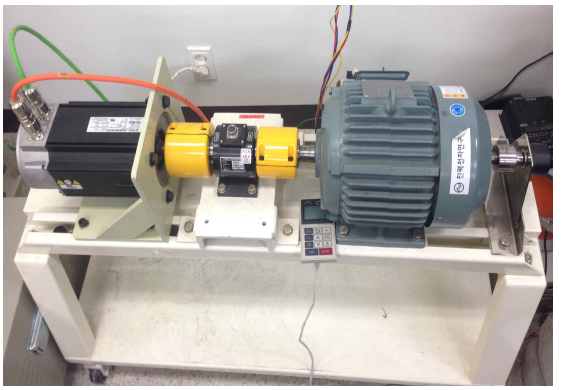

Fig. 7 Experiment equipment

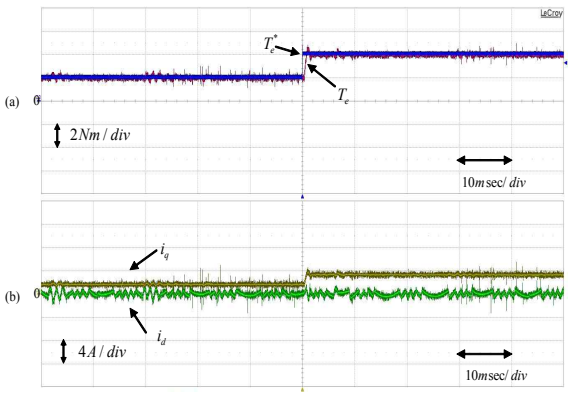

Fig. 8 (a) Torque response (b) dq aixs current response

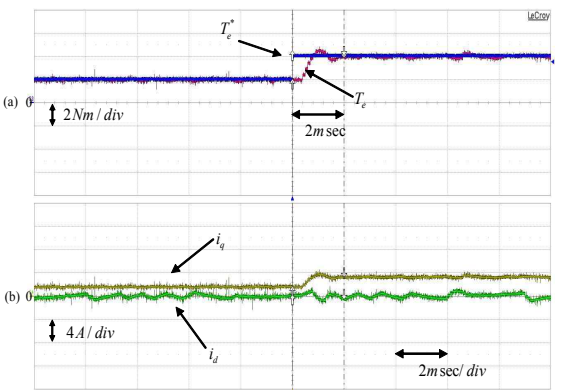

Fig. 9 (a) Magnified torque response
(b) Magnified dq axis current response

응답속도를 보다 정확히 확인하기 위해 확대한 파형이 그림 9 이며, 응답 속도는 약 $2msec$이다.

그림 10-(a)는 같은 조건에서 a상과 b상의 전류 응답을 나타낸 것이고, 그림 10-(b)는 입력 전압벡터 인덱스 값 이다. 마지막으로 그림 11은 입력 전압벡터의 사용시간을 최적화 한 것과 그렇지 않은 결과를 비교한 것이다.그림 11-(a)가 전압벡터의 사용시간을 최적화 한 결과 이고, 그림 11-(b)가 그렇지 않은 결과이다. 시뮬레이션의 결과와 비교했을 때 매우 비슷한 것을 확인할 수 있다.

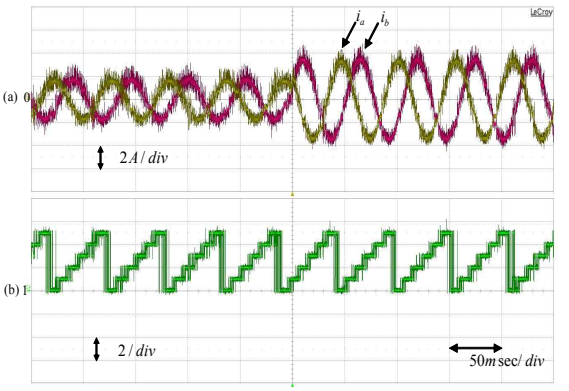

Fig. 10 (a) a phase & b phase current response
(b) input voltage vector index

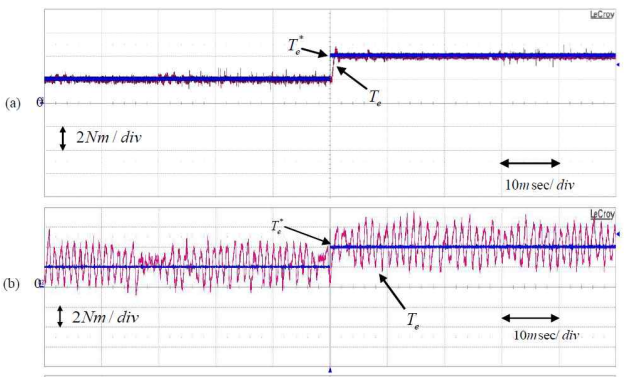

Fig. 11 (a) Torque response using modulation factor
(b) Torque response not using modulation factor

Table 3 Gain of PI controller

Figure	P gain	I gain
$12-(b)$	11	0.02
$13-(a)$	16	0.02
$13-(b)$	6	0.02

마지막으로 기존의 PI제어기와 제안한 제어기의 성능을 비교 하였고, 그림 12와 같다. 먼저 12-(a)는 제안한 제어기의 토크 응답이다. 앞서 소개한 그림 9-(a)에서 보는 것처럼 약 $2msec$정도의 응답속도를 보였다. 그리고 그림 12-(b)는 기존의 PI제어기를 이용한 토크제어이다. 토크 응답이 약 $5msec$정도로 본 논문에서 제안한 MPC제어기에 비하여 다소 느린 것을 확인할 수 있었다. 또한 두 제어기의 토크 리플은 미세하게 PI제어기가 적은 것을 확인 할 수 있었다. PI제어기의 튜닝은 오버슛이 생기지 않는 범위에서 가장 빠르게 튜닝 하였다. 이보다 PI제어기의 이득을 크게 할 경우 그림 13-(a)와 같이 오버슛이 생기고, 적게 할 경우 그림 13-(b)와 같이 응답속도가 느려짐을 확인 할 수 있었다. 각각의 그림에서 제어기 이득은 표 3과 같이 설정 하였다.

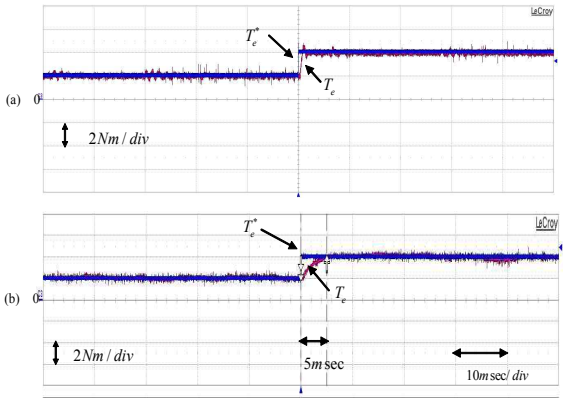

Fig. 12 (a) Torque response using MPC controller
(b) Torque response using PI controller

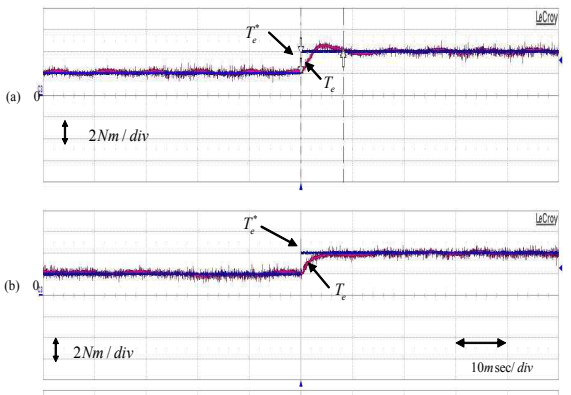

Fig. 13 (a) Torque response using PI controller with large gain
(b) Torque response using PI controller with small gain

Table 4 Compare between PI and proposed MPC controller

Controller	PI	proposed MPC
Torque ref	$2Nm \rightarrow 4Nm$	$2Nm \rightarrow 4Nm$
Rise time	$5msec$	$2msec$
Torque ripple	$\leq 9\%$	$\leq 10\%$

그리고 실험 결과를 정리한 것이 표4 이다.

6. 결 론

본 논문에서는 PMSM에 FCS-MPC를 적용하면서 입력 전압벡터의 적용 시간을 최적화 하여 토크리플 개선을 추가하는 제어 기법을 제시하였다. 비교적 간단한 알고리즘을 이용하여 모터의 토크응답 속도가 빠르면서 토크 리플이 크지 않은 결과를 얻을 수 있었다. 또한 시뮬레이션 결과와 실험 결과가 매우 비슷한 것을 확인할 수 있었고, 기존의 PI제어기를 이용한 토크 제어방법에 비하여 토크 리플은 비슷하면서, 응답속도가 매우 개선 된 것을 확인 할 수 있었다.

그러나 d축 전류에 리플이 적지 않은 것은 개선이 필요하다고 생각된다.

본 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 지원으로 수행되었음

References

[1] S. H. Kim, “DC, AC, BLDC motor control,” BOGDOO, Aug. 2011.

[2] A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino, and R. Kurosawa, “An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply,” *IEEE Trans. Indust. Applica. Syst.*, Vol. IAS-16, pp. 342-349, May/June 1980.

[3] C. French and P. Acarnley, “Direct Torque Control of Permanent Magnet Drives,” *IEEE Trans. on industry applications*, Vol. 32, No. 5, pp. 1080-1088, Sep./Oct. 1996.

[4] D.H Lee and Y.B Choo, “Speed Control of PMSM using DTC-PWM Approach,” *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, Vol. 14, No. 4, pp. 268-277, Aug. 2009.

[5] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman and Y. Hu, “A Novel Direct Torque Control fore Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux - A Speed-Sensorless Approach,” *IEEE Trans. on industry applications*, Vol. 39, No. 6, pp. 1748-1756, Nov./Dec. 2003.

[6] G.-D.Andeescu, C.Pitic, F. Blaabjerg and I. Boldea, “Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 2, pp. 393-402, 2008.

[7] J.S. Lee, C.H. Choi, J.K Seok, and R.D. Lorenz, “Deadbeat direct torque control and flux control of interior PMSM with discrete time stator currentand stator flux linkage observer,” *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. 47, No. 4, pp. 1749-1758, 2011.

[8] T. Geyer, G.. Papafotieu, and M. Morari, “Model predictive direct torque control-Part I : Concept, algorithm and analysis,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1894-1905, 2009.

[9] G. Papafotieu, J. Kley, K. Papdopoulus, P. Bohren, and M. Morari, “Model predictive direct torque control-Part II : Implementation and experimental evaluation,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1906-1915, 2009.

[10] J.K Kang, and S.K Sul, “New Direct Torque control of Induction motor for minimum Torque ripple and constant switching frequency,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 35, No. 5, pp. 1076-1082, 1999.

[11] S. Chai and L. Wang, "Finite Control Set Model Predictive Control of 2LVSI-PMSM using Interpolated switching state," *Proc. of IECON 2012 38th annual conference on IEEE Industrial electronics society, Montreal*, pp. 1799-1804, 2012.

[12] M. Preindl, and S. Bolognani, "Model predictive Direct Torque control with Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 1 : Maximum Torque per Ampere Operation," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 4, pp. 1912-1921, 2013.

[13] K.W Lee, "Maximum Torque Per Ampere Operation Point Tracking Control for Permanent Magnet Synchronous Motors," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, Vol. 12, No. 4, pp. 291-299, Aug. 2007.

[14] Sivaprakasam Arumugam, Manigandan Thathan, "Novel Switching Table for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors to Reduce Torque Ripple," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, Vol. 13, No. 6, pp. 939-954, Nov. 2013.

박효성(朴孝成)

1987년 5월 30일생. 20013년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기정보공학과 석사과정.

이영일(李榮逸)

1963년 5월 16일생. 1986년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1988년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공박). 2001년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 1998년~1999년, 2007년에 옥스퍼드대 방문연구교수. 2003년~2011년 International Journal of Control Automation and Systems Editorial Board Member & Editor. 2009년~2013년 제어로봇시스템공학회 국문지 편집장.