

IPMSM 제어를 위한 FCS-MPC 와 FCS-Model Free Predictive Control 기법의 prediction horizon length와 파라미터 오차에 의한 성능 비교분석

권준, 김종석, 바바요미 올루레케 얼라야디, 이영석, 박기범
한국과학기술원

A comparative analysis of performance between FCS-MPC and FCS-Model Free Predictive Control Techniques for IPMSM Control in accordance with prediction horizon length and parameter mismatch

Jun Gwon, Jongseok Kim, Oluleke O. Babayomi, Youngseok Lee, Ki-Bum Park
Korea Advanced Institute of Science and Technology

ABSTRACT

본 논문에서는 Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) 제어기법으로 Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) 기법과 FCS-Model Free Predictive Control (FCS-MFPC) with Extended State Observer (ESO) 기법의 prediction horizon length와 파라미터 오차에 의한 성능변화를 시뮬레이션을 통해 비교 분석한다.

1. 서 론

최근 EV 연구가 차량에서 선박까지 확장되면서 복잡한 전기구동 시스템을 제어하기 위한 방법들이 연구되고 있다. 그 중 사용법이 간단하고 비용함수에 따라 다양한 성능을 가질 수 있는 Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)에 관한 많은 연구가 이루어지고 있다^[1]. FCS-MPC는 prediction horizon length, N_p 를 늘려 줌으로써 성능을 향상시킬 수 있다^[2]. 하지만 수학적 모델링에 많은 파라미터가 사용되고 모델이 정확하지 않으면 실제 출력과 예상 출력이 달라져 제어 성능이 떨어질 수 있다^[3]. 그래서 시스템 모델을 Extended State Observer (ESO)로 추정하는 FCS-Model Free Predictive Control (FCS-MFPC)을 방식이 연구되고 있다^[4]. 앞으로 본 논문에선 MPC는 FCS-MPC를 MFPC는 FCS-MFPC를 MFPC를 지칭한다.

2. 전류제어를 위한 MPC와 MFPC

2.1 FCS-MPC 제어기의 구성도

FCS-MPC는 그림 1과 같이 IPMSM의 전류제어를 위해 사용되도록 구성하였다. IPMSM의 모델에 따라 dq축 전류, i_d 와 i_q 는 식 (1), (2)와 같이 표현된다. 여기서 L_d , L_q 는 dq축 인덕턴스, R_s 는 고정자 저항, Φ_{mg} 는 자속, V_d , V_q 는 dq축 입력전압, ω_e 는 동기각속도이다.

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_d}(V_d(t) - R_s i_d(t) + \omega_e(t)L_q i_q(t)) \quad (1)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q}(V_q(t) - R_s i_q(t) - \omega_e(t)L_d i_d(t) - \omega_e(t)\Phi_{mg}) \quad (2)$$

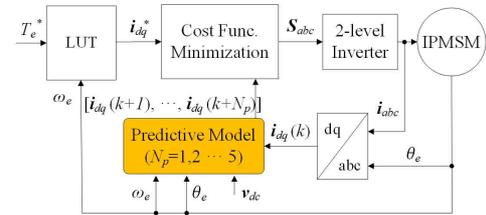


그림 1 FCS-MPC 블록 다이어그램
Fig. 1 The block diagram of FCS-MPC method

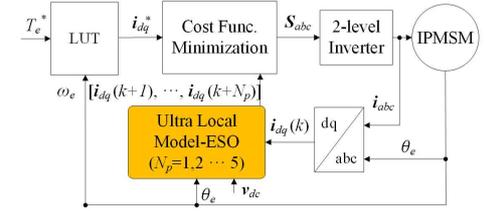


그림 2 FCS-MFPC 블록 다이어그램
Fig. 2 The block diagram of FCS-MFPC method

표 1을 통해 값들을 확인할 수 있으며 식 (1), (2)는 이산시간에서 샘플링 주기, T_s 를 사용하여 식 (3), (4)와 같이 구해지며 다음 스텝 전류를 알 수 있다. long prediction은 식 (3), (4)를 통한 1스텝 전류예측을 반복하면서 진행된다. MPC의 비용함수, J 는 식 (5)와 같이 구해진다.

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_d}(V_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_e(k)L_q i_q(k)) \quad (3)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_q}(V_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e(k)L_d i_d(k) - \omega_e(k)\Phi_{mg}) \quad (4)$$

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} \|i_d^* - i_d(k+j)\|^2 + \|i_q^* - i_q(k+j)\|^2 \quad (5)$$

이에 따라 2-level 인버터의 가능한 8개의 출력전압 중 J 를 최소화하는 V_{dq} 가 선택되고 i_{dq} 는 지령전류, i_{dq}^* 를 추종한다. 시뮬레이션에 사용된 T_s 는 20 μs 이며 식 (6)에 따라 T 시간 동안의 a,b,c상 브릿지의 스위칭 횟수 N_a , N_b , N_c 를 사용하여 인버터의 평균 스위칭 주파수, f_{sw} 를 구하면 약 7 kHz로 계산된다.

$$f_{sw} = \frac{N_a + N_b + N_c}{3T} \quad (6)$$

본 논문에선 T 시간으로 정상상태 전류 10주기를 사용하였다. 성능 확인의 지표로는 J 를 고려하여 식 (7), (8)을 통해 구한 steady state error, SSE 를 사용한다. 본 논문에서는 정상상태 10주기 동안의 샘플 N 개를 사용하였다.

$$\bar{\varepsilon}_{dq} = \sum_j (\hat{i}_{dq}^*[j] - i_{dq}[j]) / N \quad (7)$$

$$SSE = \frac{\sqrt{\bar{\varepsilon}_d^2 + \bar{\varepsilon}_q^2}}{\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}} \times 100 \quad (8)$$

2.2 FCS-MFPC 제어기의 구성도

FCS-MFPC는 그림2와 같이 IPMSM의 전류제어를 위해 사용되도록 구성하였다. \mathbf{V}_{dq} 과 \mathbf{i}_{dq} 의 관계를 표현하는 ultra local model은 식 (9)처럼 전행적인 형태로 설정하였다. F 는 시스템의 모르는 부분을 종합적으로 나타내는 요소로 ESO에 의해 추정할 수 있다. α 는 입력전압의 scaling factor로 임의로 설정이 가능하다. 본 논문에서는 IPMSM의 모델에 따라 α_d, α_q 를 각각 $1/L_d, 1/L_q$ 로 설정했다.

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{dq}(t)}{dt} = \mathbf{F}_{dq} + \alpha_{dq} \mathbf{V}_{dq}(t) \quad (9)$$

ESO의 상태방정식은 식 (10), (11), (12)에 따라 표현되며 추정 전류와 측정 전류의 차 $\mathbf{i}_{dq} - \hat{\mathbf{i}}_{dq}$ 를 사용하여 F 를 추정한다.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \alpha_{dq} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0], \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \beta_{dq1} \\ \beta_{dq2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{dq} \\ \hat{\mathbf{F}}_{dq} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{dq} \\ \hat{\mathbf{F}}_{dq} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \mathbf{V}_{dq} + \mathbf{D} (\mathbf{i}_{dq} - \hat{\mathbf{i}}_{dq}) \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{dq} \\ \hat{\mathbf{F}}_{dq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

ESO의 특성방정식은 식 (13)과 같이 구해진다.

$$|s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{D}\mathbf{C})| = s^2 + \beta_{dq1}s + \beta_{dq2} \quad (13)$$

여기서 $\beta_1 = 2\omega_0, \beta_2 = \omega_0^2$ 로 설정하면 특성방정식은 $s^2 + 2\omega_0s + \omega_0^2$ 가 되므로 ω_0 는 ESO의 대역폭을 나타내게 된다. 본 논문에서는 ω_0 를 7 kHz인 f_{sw} 를 고려하여 10 kHz로 d 축 ESO와 q 축 ESO에 똑같이 설정하였고 \hat{F} 가 F 에 충분히 빠르게 수렴하도록 하였다. 식 (11), (12)는 이산시간에서 식 (14), (15), (16)에 따라 표현되며 식 (17)에 따라 \hat{F} 를 사용하여 다음 스텝 전류를 예측할 수 있다. long prediction은 식 (17)을 통한 1스텝 전류예측을 반복하면서 진행된다.

$$\mathbf{e}_{dq}(k) = \hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}(k) \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) + T_s(\hat{\mathbf{F}}_{dq}(k) + \alpha_{dq} \mathbf{V}_{dq}(k) - \beta_{dq1} \mathbf{e}_{dq}(k)) \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{F}}_{dq}(k+1) = \hat{\mathbf{F}}_{dq}(k) - T_s \beta_{dq2} \mathbf{e}_{dq}(k) \quad (16)$$

$$\mathbf{i}_{dq}(k+1) = \mathbf{i}_{dq}(k) + T_s(\hat{\mathbf{F}}_{dq}(k) + \alpha_{dq} \mathbf{V}_{dq}(k)) \quad (17)$$

MFPC 역시 MPC와 동일하게 T_s 는 20 μs 로 설정하였고 f_{sw} 는 약 7 kHz로 계산된다. 비용함수 또한 식 (5)를 통해 구하였고 성능지표는 식 (7)과 (8)를 통해 계산한 SSE 를 사용했다.

3. 파라미터 오차의 영향

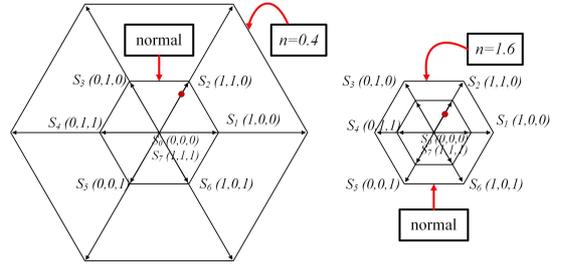


그림 3 n 에 따른 \mathbf{V}_{dq}/n 변화
Fig. 3 \mathbf{V}_{dq}/n according to n

3.1 인덕턴스 오차의 영향

본 논문에서는 시스템과 제어기의 파라미터 오차를 가정하였고 제어기 파라미터를 바꿔가면서 시뮬레이션을 진행하였다. 파라미터로는 L_d, L_q 와 R_s 가 있으며 그 중 L_d 와 L_q 가 같은 비율로 변하는 상황을 먼저 알아본다. L_{dq} 의 오차 비율이 n 이라고 할 때 MPC의 예상 전류는 식 (18), (19)과 같이 표현된다.

$$i_d^{Lmis}(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{nL_d} (V_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_e(k)nL_q i_q(k)) \quad (18)$$

$$i_q^{Lmis}(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{nL_q} (V_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e(k)nL_d i_d(k) - \omega_e(k)\Phi_{mg}) \quad (19)$$

n 에 따라 역기전력 성분을 성분을 포함한 여러 항들이 영향을 받지만 본 시뮬레이션에서는 \mathbf{V}_{dq} 이 다른 항들에 비해 크기 때문에 \mathbf{V}_{dq} 의 영향에 대해 분석한다. 그림 3으로부터 2-level 인버터가 만들어 낼 수 있는 \mathbf{V}_{dq} 가 n 에 따라 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 그림 8의 빨간 점은 임의의 지령 전압을 나타내는데 $n=0.4$ 인 경우 지령에 가까워지도록 최적의 스위칭 상태는 S_0 이나 S_7 로 계산된다. 하지만 실제로는 S_2 가 최적의 스위칭 상태이기 때문에 이는 성능저하를 일으킨다. 비슷하게 $n=1.6$ 인 경우 최적의 스위칭 상태는 S_2 로 계산되지만 실제로는 S_0 이나 S_7 가 최적의 스위칭 상태이기 때문에 성능저하를 일으킨다. 반면 MFPC는 모델 추정에 L_{dq} 를 사용하지 않기 때문에 L_{dq} 오차의 영향을 받지 않는다.

3.2 고정자 저항 오차의 영향

R_s 의 오차 비율이 n 이라고 할 때 MPC의 예상 전류는 식 (20), (21)과 같이 표현된다.

$$i_d^{Rmis}(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_d} (V_d(k) - nR_s i_d(k) + \omega_e(k)L_q i_q(k)) \quad (20)$$

$$i_q^{Rmis}(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_q} (V_q(k) - nR_s i_q(k) - \omega_e(k)L_d i_d(k) - \omega_e(k)\Phi_{mg}) \quad (21)$$

식에서 확인할 수 있듯이 R_s 오차는 L_{dq} 오차와 다르게 \mathbf{V}_{dq} 에 영향을 미치지 않는다. 또한 \mathbf{V}_{dq} 가 다른 항들보다 크기 때문에 R_s 오차는 L_{dq} 오차에 비해 성능에 큰 영향을 미치지 않을 것으로 보인다. 반면 MFPC는 모델 추정에 R_s 를 사용하지 않기 때문에 R_s 오차에 영향을 받지 않는다.

4. 시뮬레이션 및 결과

본 시뮬레이션은 MATLAB/Simulink 2023b를 사용하여 수행되었다. IPMSM이 1200 rpm으로 동작하고 있을 때 20 N·m에서 195 N·m로 변하는 스텝 지령 토크를 인가하였다. 그림 4의 결과를 통해 파라미터 오차가 없을 때 N_p 가 증가함에 따라 MPC의 SSE가 점점 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이는 모델이 시스템을 잘 반영하였기 때문에 예측전류의 정확성이 좋아 long prediction을 통해 성능이 향상된 것으로 보인다. 반면 MFPC의 경우 N_p 가 증가함에 따라 성능이 향상되는 경향성이 보이지 않았다. MFPC는 i_{dq} 와 \hat{i}_{dq} 의 차이를 통해 매 스텝마다 추종된 ultra local model을 만든다. long prediction을 하기 위해서는 미래의 ultra local model을 알아야 하지만 미래의 전류를 측정할 수는 없기 때문에 미래 모델을 추종하는 것은 불가능하고 본 시뮬레이션에서는 1스텝 이후의 같은 \hat{I} 를 사용하여 long prediction을 진행했다. 이로 인해서 성능이 향상되지 않은 것으로 보인다.

그림 5의 결과에서 L_{dq} 오차가 커질수록 MPC의 성능은 더 감소하는 경향을 보였으며 MFPC는 견고한 성능을 유지하였다. 또한 N_p 가 증가해도 MPC는 MFPC처럼 성능이 증가하는 경향성이 보이지 않았다. 모델과 시스템의 오차가 생긴다면 예측 전류와 실제 출력 전류 간의 오차가 발생하는데 N_p 를 증가시켜도 L_{dq} 오차를 보상하지는 않기 때문에 성능이 향상되지 않은 것으로 보인다.

그림 6의 결과에서 R_s 오차에서 MPC는 성능은 거의 변하지 않는 모습을 보였으며 MFPC는 견고한 성능을 유지하였다. 또한 N_p 가 증가해도 MPC는 MFPC처럼 성능이 증가하는 경향성이 보이지 않았다. N_p 를 증가시켜도 R_s 오차를 보상하지 않기 때문에 성능이 향상되지 않은 것으로 보인다.

5. 결론

본 시뮬레이션에서 MPC는 모델이 실제 시스템을 잘 반영할 때 long prediction을 통해 성능이 향상되는 경향성을 보였지만 파라미터 오차가 있다면 성능이 향상되는 경향성이 보이지 않았다. 그리고 L_{dq} 오차에서 MPC의 성능이 감소하는 경향을 보였지만 R_s 오차는 영향이 두드러지지 않았다. 반면 MFPC는 ESO를 사용하여 모델을 추정하기 때문에 파라미터 오차에 영향을 받지 않았다. 하지만 미래 모델을 추정할 수 없어 본 시뮬레이션에서는 long prediction에 의한 성능향상이 보이지 않았다. 본 시뮬레이션은 1200 rpm의 저속영역에서 수행되었기 때문에 역기전력이 작았지만 고속영역에서 수행한다면 역기전력이 커져 파라미터 오차에서 영향이 커질 것으로 예상되기 때문에 고속영역에서의 분석이 필요하고 추후에 할 예정이다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 파라미터
Table 1 The parameters used for the simulation

P_{max}	35000 [W]	R_s	10.1 [mΩ]
T_{max}	205 [N·m]	Φ_{mq}	43.6 [mWb]
L_d	24.3 [μH]	PP	8
L_q	29.3 [μH]	J_m (Inertia)	0.123 [kg·m ²]
T_s	20 [μs]	α_d	41152
ω_0	10 [kHz]	α_q	34129

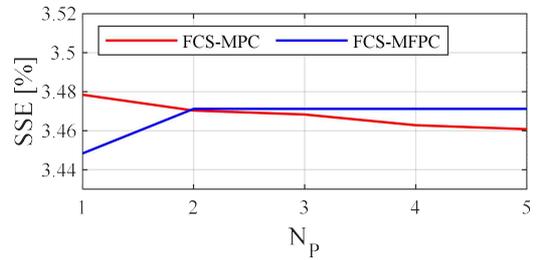


그림 4 N_p 에 따른 FCS-MPC와 FCS-MFPC 성능

Fig. 4 The performance of FCS-MPC and FCS-MFPC according to N_p

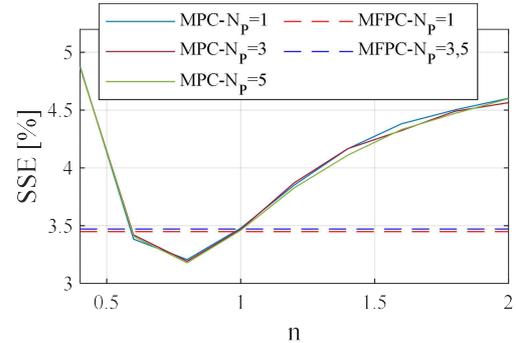


그림 5 L_{dq} 오차에 따른 MPC와 MFPC 성능

Fig. 5 The performance of MPC and MFPC according to L_{dq} mismatch

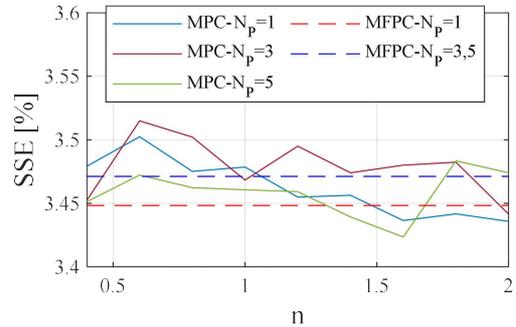


그림 6 R_s 오차에 따른 MPC와 MFPC 성능

Fig. 6 The performance of MPC and MFPC according to R_s mismatch

이 논문은 농림축산식품부의 “상용화를 위한 20kW 전기구동플랫폼 및 통합 차량 제어 모듈 기술 개발”의 지원을 받아연구되었음 (322046-03).

참고 문헌

- [1] H. A. Young, M. A. Perez, J. Rodriguez and H. Abu-Rub, "Assessing Finite-Control-Set Model Predictive Control: A Comparison with a Linear Current Controller in Two-Level Voltage Source Inverters," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 8, no. 1, pp. 44–52, March 2014.
- [2] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, March 2015.
- [3] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, B. Zhang, J. Rodriguez and C. Garcia, "A Model-Free Predictive Current Control of Induction Motor Based on Current Difference," 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), Nanjing, China, 2020, pp. 1038–1042.
- [4] Y. Zhang, J. Jin and L. Huang, "Model-Free Predictive Current Control of PMSM Drives Based on Extended State Observer Using Ultralocal Model," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 2, pp. 993–1003, Feb. 2021.