

MMPC를 적용한 표면부착형 영구자석 동기전동기의 고속 운전 시 모델링 오차 보상

신유진, 김병철, 조영훈
 전국대학교 전력전자연구실

Compensation for Modeling Errors in High-Speed Operation of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors with MMPC

Yujin Shin, Byungchul Kim, Younghoon Cho
 Power Electronics lab., Konkuk Univ.

ABSTRACT

변조된 모델 예측 제어(Modulated Model Predictive Control, MMPC)는 일반적인 선형 제어기에 비해 제어 대역폭이 넓어 빠른 동특성을 가지는 장점이 있다. 그러나 MMPC는 시스템 모델링에 기반한 제어 방식이기 때문에 모델링 오차에 민감하다. 특히 전동기의 고속 운전 조건에 적용할 경우, 구동 속도에 따른 시지연 오차 및 제정수 변화에 따른 오차가 발생하여 시스템의 불안정성을 야기할 수 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 본 논문에서는 표면부착형 영구자석 동기전동기(Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM)의 고속 운전 시 구동 속도에 따른 시지연 오차를 고려한 시스템 모델링을 제안하고, 해당 모델링을 통해 제정수 오차에 따른 MMPC의 제어 민감도를 분석한다. 2kW 부하조건에서의 모의실험을 통해 제안하는 시스템 모델링의 정확도를 검증한다.

1. 서론

모델 예측 제어(Model Predictive Control, MPC)는 시스템 모델링을 바탕으로 예측된 제어 변수 값과 제어 지령 값 사이의 오차를 최소화하는 최적의 출력 동작을 선정하는 제어 기법이다. 제어 변수 값과 제어 지령 값 사이의 오차를 비용함수의 형태로 수식화 하여 그 결과 값이 가장 작은 출력 동작을 선정하는 원리로 동작한다. MMPC는 MPC의 한 종류로 MPC에 변조기가 적용되며 제어기의 출력이 듀티비로 나타난다. MMPC는 넓은 대역폭을 갖기 때문에 시스템의 비선형성 및 제약 조건에 대한 대응이 우수하며, 빠른 동특성을 갖는다.

MMPC의 동작 원리는 다음과 같다. 시스템 모델링을 바탕으로 제어하고자 하는 변수에 대해 이산 시간 영역에서 현재 검출 시점 k 를 기준으로 두 차례 미래 값을 예측한다. 이를 통해 $k+2$ 시점에서의 예측 값과 제어 지령 값 사이의 오차를 최소화하는 $k+1$ 시점에서의 최적 듀티비 $D[k+1]$ 를 출력한다. 이때 미래 값 예측 과정에서, 검출 주파수보다 모델링 변수 값의 주파수가 현저히 클 경우, 해당 모델링 변수 값은 수 검출 주기(T_{samp}) 내에 변화량이 거의 발생하지 않는다는 가정 하에 예측이 진행된다.

그러나 전동기가 고속으로 회전하는 경우, $1T_{samp}$ 동안에도 전기 각이 유의미하게 변화한다. 이로 인해 역기전력 및 전류 지령 벡터의 기준이 되는 동기 좌표계의 위상 각이 $1T_{samp}$ 내에 크게 변화하게 되고, 이는 제어 변수의 예측 오차를 야기한다.^[1]

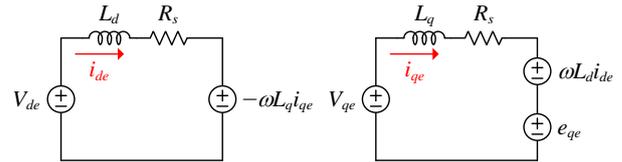


그림 1 3상 인버터 시스템의 동기 좌표계 d-q축 등가회로
 Fig.1 The d-q axis equivalent circuit of the synchronous coordinate system for a three-phase inverter system

또한, MMPC는 시스템 모델링을 기반으로 하는 제어 방식이기 때문에 제정수 오차에 민감하다. 전동기의 고정자 저항, 고정자 인덕턴스 등의 제정수는 전동기 구동 속도에 따라 값이 변화한다. 고속 운전 조건에서는 역기전력의 크기가 지배적이기 때문에 고정자 저항 값 변동의 영향은 MMPC의 제어에 지배적인 영향을 미치지 않는다. 그러나 고정자 인덕턴스의 경우 고속 운전 시 자기 포화 현상에 의해 그 값이 감소하게 되고, 이는 전류 예측 시 오차의 원인이 된다.^[2]

위와 같은 요인들로 인한 제어 변수 예측 오차는 정상상태에서의 전류 오차를 야기하며, 전체적인 제어 성능의 악화를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 고속 운전 조건에서의 동기 좌표계 회전에 따른 역기전력 및 전류 지령 벡터의 오차를 고려한 시스템 모델링을 제안한다. 더불어 제안하는 시스템 모델링에 대하여 제정수 오차에 따른 MMPC 제어 시스템의 민감도를 분석한다.

2. 3상 시스템 모델링

2.1 기존의 3상 시스템 모델링

3상 시스템의 전류 제어에 MMPC를 적용하기 위해서는 전압 및 전류 모델 정의가 필요하다. 그림 1은 3상 시스템의 동기 좌표계 등가회로로, V_{de} , V_{qe} , i_{de} , i_{qe} , e_{qe} 는 동기 좌표계 $d-q$ 축 전압, 전류, q 축 역기전력 항을 나타내며, L_d , L_q , R_s 는 고정자의 동기 좌표계 $d-q$ 축 인덕턴스와 상 저항을 나타낸다.

$$V_{de} = D_d \frac{V_{DC}}{2} = L_d \frac{di_{de}}{dt} + R_s i_{de} - \omega L_q i_{qe} \quad (1)$$

$$V_{qe} = D_q \frac{V_{DC}}{2} = L_q \frac{di_{qe}}{dt} + R_s i_{qe} + \omega L_d i_{de} + e_{qe}$$

3상 시스템의 출력이 평형일 때 연속시간 영역에서의 동적 시스템 관계식은 식 (1)과 같다. V_{DC} 는 직류 링크 전압, ω 는 회전 각 속도, D_d , D_q 는 $d-q$ 축 듀티비를 의미한다.

$$i_{de}[k+1] = i_{de}[k] + \frac{T_{samp}}{L_d} \left[D_d[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - R_s i_{de}[k] + \omega[k] L_q i_{qe}[k] \right] \quad (2)$$

$$i_{qe}[k+1] = i_{qe}[k] + \frac{T_{samp}}{L_q} \left[D_q[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - R_s i_{qe}[k] - \omega[k] L_d i_{de}[k] - e_{qe}[k] \right]$$

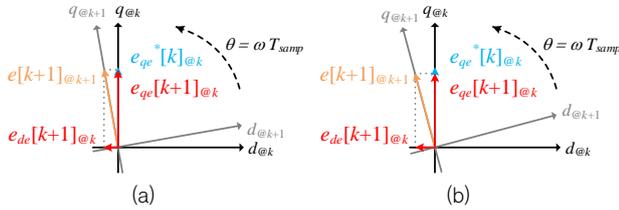


그림 2 전동기 구동 속도에 따른 검출 주기 $1T_{smp}$ 동안의 역기전력 벡터 변화 (a) 저속 운전 시 (b) 고속 운전 시

Fig.2 The variation of the back electromotive force vector during one sampling period based on motor driving speed (a) at low-speed operation (b) at high-speed operation

오일러 1차 근사화를 적용하여 식 (1)을 통해 식 (2)와 같은 전류 예측 모델을 정의할 수 있다. 식 (2)에서 k 는 검출 시점을 나타낸다.

$$J = (i_{dq}^*[k+2] - i_{dq}^*[k+1])^2 \quad (3)$$

$$D_d[k+1] = \frac{2L_d(i_{de}^*[k+2] - i_{de}^*[k+1])}{T_{smp}V_{DC}[k]} + \frac{2(R_{sd}i_{de}^*[k+1] - \omega[k]L_qi_{qe}^*[k+1])}{V_{DC}[k]}$$

$$D_q[k+1] = \frac{2L_q(i_{qe}^*[k+2] - i_{qe}^*[k+1])}{T_{smp}V_{DC}[k]} + \frac{2(R_{sq}i_{qe}^*[k+1] + \omega[k]L_d i_{de}^*[k+1] + e_q[k+1])}{V_{DC}[k]} \quad (4)$$

같은 방식으로 $2T_{smp}$ 미래 값에 대해 정리 후, $2T_{smp}$ 미래 지령 값과 예측 값의 차이에 대한 비용함수(J) 식을 정리한 결과는 식 (3)과 같다. 이때 비용함수가 최소가 되는 출력 듀티비는 식 (4)와 같이 정의 가능하다. 식 (3)과 식 (4)에서 i_{de}^* , i_{qe}^* 는 동기 좌표계 d - q 축 상에서의 전류 지령을 의미하며, 일반적으로 $2T_{smp}$ 동안의 동기 좌표계 위상 각 변화가 크지 않다는 가정 하에, $i_{dq}^*[k+2]$ 는 $i_{dq}^*[k]$ 와 동일한 값으로 사용할 수 있다.

2.2 제안하는 고속 운전 시의 3상 시스템 모델링

기존의 모델링 방식에서는 검출 주파수보다 모델링 변수 값의 주파수 성분이 월등히 클 경우, 해당 모델링 변수 값은 수 검출 주기 내에 변화량이 거의 발생하지 않는다는 가정 하에 예측을 진행한다. 그러나, 전동기의 고속 운전 시, 검출 주기 $1T_{smp}$ 내에서도 전기 각의 위상이 유의미하게 변화한다. 이때 전류 예측 모델에 사용되는 변수들 중 일부는 동기 좌표계와 함께 회전하는 벡터 성분에 해당된다. 따라서 이러한 변수들의 경우 기존 모델링 방식과 같은 가정의 적용이 불가능하다.

MMPC에서 $k+1$, $k+2$ 시점의 전류 예측 값은 모두 k 시점의 좌표축을 기준으로 출력된다. 이때 위 벡터 성분들의 회전을 고려하지 않고 미래 값 예측을 진행할 경우, 예측된 전류 값에 오차가 발생하게 된다. 특히, 전동기가 고속으로 운전될 경우 검출 주기 $1T_{smp}$ 내에서도 동기 좌표계의 위상 각이 유의미하게 변화하기 때문에 이러한 오차의 영향은 더욱 지배적으로 나타난다. 따라서 벡터 성분 변수들의 회전을 고려한 전류 예측 모델의 설계가 필수적이다.

2.2.1 역기전력 벡터 오차 보상

기존의 모델링 방식에서는 $k+1$ 시점의 미래 전류 값을 예측하는 과정에서 식 (2)와 같이 k 시점의 역기전력 성분이 반영된다. $\omega[k]$ 의 속도로 구동 중인 전동기에서 발생하는 역기전력 벡터는 $1T_{smp}$ 동안 $\omega[k]T_{smp}$ 의 각도만큼 회전한다.

중저속 운전 시에는 그림 2(a)와 같이 $k+1$ 시점의 역기전력 벡터를 k 시점의 좌표축으로 사영하더라도 오차의 크기가 크지

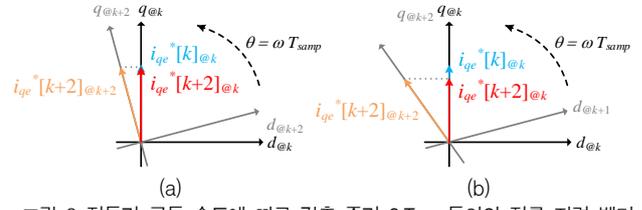


그림 3 전동기 구동 속도에 따른 검출 주기 $2T_{smp}$ 동안의 전류 지령 벡터 변화 (a) 저속 운전 시 (b) 고속 운전 시

Fig.3 The variation of the current reference vector during two sampling period based on motor driving speed (a) at low-speed operation (b) at high-speed operation

않기 때문에 k 시점의 역기전력 벡터를 적용하여 $k+1$ 시점의 미래 전류 예측이 가능하다. 그러나, 고속 운전하는 전동기에 대해서는 그림 2(b)와 같이 오차의 크기가 상대적으로 크기 때문에 벡터의 회전을 고려하여 오차 성분을 보상 후 미래 전류 예측을 진행해야 한다.

$$\begin{bmatrix} e_{qe}[k+1] \\ e_{de}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{qe}[k] \\ e_{de}[k] \end{bmatrix}, \quad \theta = \omega[k]T_{smp} \quad (5)$$

$$i_{de}[k+1] = i_{de}[k] + \frac{T_{smp}}{L_d} \left[D_d[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - R_{sd}i_{de}[k] + \omega[k]L_qi_{qe}[k] - e_{de}[k+1] \right]$$

$$i_{qe}[k+1] = i_{qe}[k] + \frac{T_{smp}}{L_q} \left[D_q[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - R_{sq}i_{qe}[k] - \omega[k]L_d i_{de}[k] - e_{qe}[k+1] \right] \quad (6)$$

역기전력 벡터 회전에 따른 오차를 고려한 $e_{dq}[k+1]$ 의 수식은 식 (5)와 같으며, 이를 반영하여 식 (2)를 수정한 결과는 식 (6)과 같다. $i_{dq}^*[k+2]$ 에 대해서도 동일한 방법으로 오차를 보상해준다.

2.2.2 전류 지령 벡터 오차 보상

MMPC는 현재 검출 시점 k 를 기준으로 두 차례 미래 값을 예측하여, $k+2$ 시점에서의 예측 값과 제어 지령 값 사이의 오차를 최소화하는 $k+1$ 시점에서의 최적 듀티비 $D[k+1]$ 을 출력한다. 시스템 모델링 시 기존의 방식에서는, $k+2$ 시점에서의 제어 지령 값에 해당하는 $i_{dq}^*[k+2]$ 가 $2T_{smp}$ 이전 시점 k 에서의 제어 지령 값 $i_{dq}^*[k]$ 와 유의미하게 다르지 않다는 가정을 적용한다. 따라서, 최적 듀티비 출력을 위한 비용함수 계산 시의 미래 제어 지령 값 $i_{dq}^*[k+2]$ 를 $i_{dq}^*[k]$ 와 동일한 값으로 사용한다.

그러나 전동기의 고속 운전 시, 그림 3과 같이 k 시점으로부터 $2T_{smp}$ 이후에 해당하는 $k+2$ 시점 동기 좌표계 위상 각은 k 시점의 동기 좌표계 위상 각과 큰 차이를 갖는다. 따라서 k 시점에서의 전류 지령 값 $i_{dq}^*[k]$ 를 $k+2$ 시점의 미래 전류 지령 값에 그대로 적용할 경우, 좌표 축의 회전이 고려되지 않아 최적 듀티비 출력을 위한 비용함수 계산 과정 자체에 오차가 발생하게 된다.

$$i_{dq}^*[k+2] = \begin{bmatrix} \sin \sigma & \cos \sigma \\ \cos \sigma & \sin \sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de}^*[k] \\ i_{qe}^*[k] \end{bmatrix}, \quad \sigma = 2\omega[k]T_{smp} \quad (7)$$

위와 같은 미래 전류 지령 값의 오차를 보상하기 위해 $i_{dq}^*[k]$ 에 $2T_{smp}$ 만큼의 회전변환을 적용하여 도출한 $i_{dq}^*[k+2]$ 의 수식은 식 (7)과 같다.

3. 제정수 오차에 따른 제어 민감도 분석

3.1 제정수 오차로 인한 예측 오류

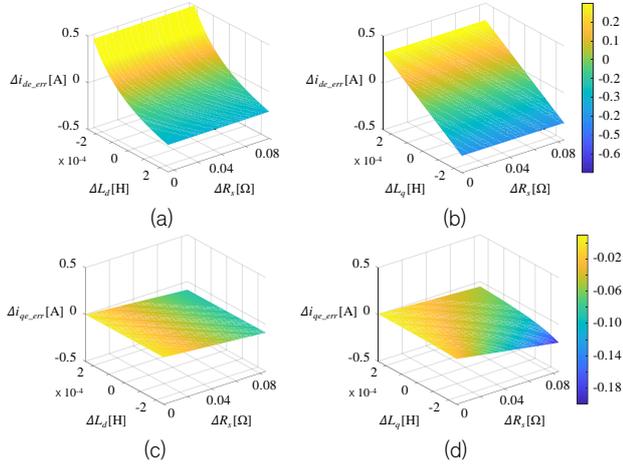


그림 4 제정수 오차로 인해 발생하는 동기 좌표계 d-q축 예측 전류 오차 (a) d축 인덕턴스, 상 저항 오차에 따른 d축 전류 예측 오차 (b) q축 인덕턴스, 상 저항 오차에 따른 d축 전류 예측 오차 (c) d축 인덕턴스, 상 저항 오차에 따른 q축 전류 예측 오차 (d) q축 인덕턴스, 상 저항 오차에 따른 q축 전류 예측 오차

Fig. 4 The synchronous coordinate d-q axis predicted current error caused by parameter error (a) Prediction error of d-axis current due to d-axis inductance and phase resistance errors (b) Prediction error of d-axis current due to q-axis inductance and phase resistance errors (c) Prediction error of q-axis current due to d-axis inductance and phase resistance errors (d) Prediction error of q-axis current due to q-axis inductance and phase resistance errors

$$\begin{aligned}
 i_{de}[k+1] &= i_{de}[k] + \frac{T_{samp}}{L_d + \Delta L_d} \left[D_d[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - (R_s + \Delta R_s) i_{de}[k] \right. \\
 &\quad \left. + \omega[k](L_q + \Delta L_q) i_{qe}[k] - e_{de}[k+1] \right] \\
 i_{qe}[k+1] &= i_{qe}[k] + \frac{T_{samp}}{L_q + \Delta L_q} \left[D_q[k] \frac{V_{DC}[k]}{2} - (R_s + \Delta R_s) i_{qe}[k] \right. \\
 &\quad \left. - \omega[k](L_d + \Delta L_d) i_{de}[k] - e_{qe}[k+1] \right]
 \end{aligned} \quad (8)$$

제정수 오차를 반영한 d-q축 동기 좌표계에서의 예측 전류 모델은 식 (8)과 같다. ΔR_s , ΔL_d , ΔL_q 는 고정자 저항, d-q축 인덕턴스 변화분을 의미한다. 식 (8)과 식 (2)의 차를 통해 제정수 오차로 인해 발생하는 예측 전류 오류 성분 Δi_{de_err} , Δi_{qe_err} 를 도출할 수 있으며, 이를 그래프로 도시한 결과는 그림 4와 같다.

그림 4를 통해 고정자 저항의 변화는 d축 예측 전류 오차에 영향을 미치지 않지만, d, q축 인덕턴스의 변화는 상대적으로 큰 d축 예측 전류 오차를 야기함을 확인할 수 있다. 반면, q축 예측 전류 오차의 경우 d축 인덕턴스 변화의 영향은 받지 않지만, 고정자 저항의 변화에 따라 음의 q축 예측 전류 오차가 증가하며, q축 인덕턴스 변화 또한 q축 예측 전류 오차에 영향을 미치는 것을 확인할 수 있다.

4. 모의실험 결과

본 논문에서는 Powersim 소프트웨어를 사용하여 2kW 부하조건에서의 3상 모터 드라이브 모의실험을 통해 제안하는 MMPC 시스템 모델링의 정확도를 검증하였다. 구동 시스템 및 전동기의 제정수는 표 1과 같다.

그림 5는 전동기의 고속 운전 조건에서 시스템 모델링 보상 전, q축 전류 지령 벡터 오차 보상 후, 역기전력 벡터 오차 보상 후의 인버터 출력 전류 파형을 도시한 결과이다. 전동기의 정토크 영역에서 동작을 하였기 때문에 d축 전류 지령은 0A, q축 전류 지령은 10A로 인가하였다.

표 1 3상 구동 시스템 및 영구자석 동기전동기 제정수

Table 1 3-Phase Drive System and SPM Synchronous Motor Parameters

V_{dc}	300 V	정격 속도	1000 rpm
R_s	17 mΩ	정격 토크	20 N·m
L_s	490 μH	검출 주기	50 μs
역기전력 상수	0.1132 V/rads	검출 주파수	20 kHz
극 수	8	회전 속도	3000 rpm

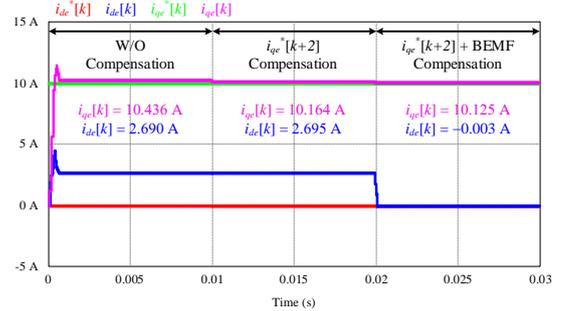


그림 5 고속 운전 시의 3상 시스템 모델링 적용 모의실험 파형

Fig.5 Simulation waveforms applying three-phase system modeling during high-speed operation

고속 운전에 따른 시스템 모델링 오차 보상을 하지 않은 경우 d-q축 전류의 정상상태 오차는 각각 2.69A, 0.43A로, d축 전류의 오차가 상대적으로 크게 나타남을 확인할 수 있다. 이때, q축 전류 지령 벡터의 오차 보상을 적용할 경우, q축 전류의 정상상태 오차는 약 0.16A로 감소하며, 이는 기존 모델링 방식 대비 62.8%의 오차 감소를 나타낸다. 추가적으로 역기전력 벡터 보상까지 적용하면, d축 전류의 정상상태 오차는 기존 모델링 대비 99.8% 감소하여 0A에 가깝게 수렴하며, q축 전류의 정상상태 오차 또한 기존 모델링 대비 72.1% 감소한 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

전동기의 고속 운전 시, 동기 좌표계의 위상 각이 검출 주기 $1T_{samp}$ 내에 크게 변화하며, 이는 제어 변수의 예측 오차를 야기할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 고속 운전 조건에서의 동기 좌표계 회전에 따른 역기전력 및 전류 지령 벡터의 오차를 고려한 시스템 모델링을 제안하였다. 제안하는 시스템 모델링 상에서 제정수 오차에 따른 MMPC 제어 시스템의 민감도를 분석하였으며, 모의실험을 통해 제안하는 시스템 모델링의 유효성을 검증하였다.

이 논문은 2022년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(No.2021R1A5A1031868)과 산업통상자원부의 지원과 한국산업기술기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구임. [RS-2023-00252883, 하이브리드 추진전박 10MW급 직류배전 기술 개발]

참고 문헌

- [1] 최동민, "범용성 확보를 위한 변조기가 적용된 듀터비 기반 모델예측제어 직접 제어." 국내박사학위논문 건국대학교 대학원, 2023. 서울
- [2] X. Yuan, S. Zhang and C. Zhang, "Improved Model Predictive Current Control for SPMSM Drives With Parameter Mismatch," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 2, pp. 852-862, Feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2901648.