

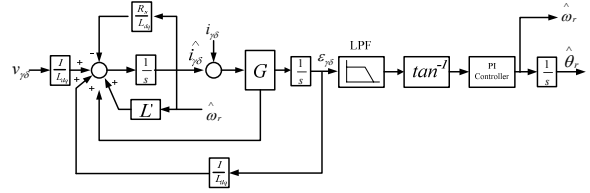
전차원 상태 관측기 기반의 EEMF 모델을 이용한 IPMSM 센서리스 제어

박홍극, 권영수, 박경훈, 한경식
(주)LS산전 자동화제품연구소

Using the EEMF Model based on the Full Order Observer, IPMSM Sensorless Control

Hong-Geuk Park, Young-Su Kwon, Kyung-Hun Park, Kyung-Sik Han
LSIS Automation R&D Center LS Industrial Systems Co., Ltd

Abstract - 이 논문은 전차원 상태 관측기 기반의 EEMF(Extended Electro-Motive Force) 모델을 이용한 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor:매입형 영구 자석 동기 전동기)센서리스 제어 기술을 제안한다. 임의의 γ - δ 축 상에서 IPMSM 상태 방정식을 전개하고 이를 전차원 상태 관측기로 구현해 Extended EMF(역기전력)성분을 추정한다. 추정 성분을 이용해 제어각의 오차를 구하고 PI제어기를 사용해 제어각의 오차를 0으로 수렴시켜 전동기 회전 속도를 추정한다. 추정 속도를 적분해 제어각을 얻고, IPMSM 센서리스 제어를 수행한다. 제안한 알고리즘은 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.



〈그림 1〉 전차원 상태 관측기와 속도 추정 블록도

1. 서 론

IPMSM은 CNC, 선반, 초고속 운전과 정밀 토크 제어가 필요한 장소에 많이 사용되는 고효율화, 고집적화된 전동기로서 이를 백터 제어로 운전할 경우, 속도 센서는 필수 요소이다. 그러나 속도 센서 장착에 따른 부피가 커지고 가격이 높아지기 때문에 산업 현장에서는 속도 센서가 없는 센서리스(Sensorless) 백터 제어로 운전한다. 특히, 중·고속 영역에서 영구 자석형 동기 전동기 제어는 주로 역기전력을 추정해 제어에 필요한 회전 속도와 제어각을 추정한다. 현재는 역기전력을 추정하기 위해 축소차원 상태관측기를 사용하고 있으나[1], 이 논문에서는 전차원 상태 관측기로 역기전력을 추정하고 제어에 필요한 회전속도와 제어각을 추정해 센서리스 제어에 사용한다. 제안한 알고리즘은 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.

2. 본 론

2.1 IPMSM 센서리스 제어

IPMSM 모델링을 할 때, d - q 축을 기준으로 주로 모델링을 한다. 그러나 이는 IPMSM의 초기 위치에 대한 정보가 있는 상태에서 가능하다. 그래서 이 논문에서는 d - q 축이 아닌 γ - δ 축을 새로운 기준 축으로 정의하고 IPMSM을 모델링한다.

2.1.1 IPMSM 모델링

d - q 축으로 모델링된 IPMSM 전압 방정식은 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)에서 d - q 축으로 전개된 전압 방정식을 임의로 정의한 γ - δ 축으로 방정식을 변환하면, IPMSM 전압 방정식은 식(2)와 같이 E_{ex} 의 성분을 포함한 수식으로 전개된다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{err} \\ \cos\theta_{err} \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix}$$

$$E_{ex} = \omega[(L_d - L_q)i_d + \psi_a] - (L_d - L_q)(p i_q)$$

여기서, v_γ, v_δ 는 IPMSM γ, δ 축 고정자 전압
 R_s 는 고정자 저항
 L_d, L_q 는 d, q 축 인덕턴스
 i_γ, i_δ 는 γ, δ 축 전류
 $\varepsilon_\gamma, \varepsilon_\delta$ 는 γ, δ 축 역기전력
 E_{ex} 는 Extended EMF 성분
 $\hat{\omega}, \omega$ 는 회전자 추정 속도와 실제 속도
 ψ_a : 역기전력 상수 θ_{err} : 제어각 오차

2.1.2 역기전력 추정

식(2)에서 역기전력 성분은 제어각의 오차 성분을 포함하고 있으며, 제어각의 오차 성분을 포함한 역기전력을 구하기 위해 전차원 상태 관측기를 사용한다. 제어각의 오차 성분을 포함한 역기전력 성분을 새로운 상태 변수로 정의하고 식(2)를 식(3)과 같은 상태 방정식으로 전개해 전차원 상태관측기를 구성한다[2].

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \\ \hat{\varepsilon}_\gamma \\ \hat{\varepsilon}_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} - \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega L_q}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \\ \hat{\varepsilon}_\gamma \\ \hat{\varepsilon}_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$+ \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma - \hat{i}_\gamma \\ i_\delta - \hat{i}_\delta \end{bmatrix}$$

여기서,

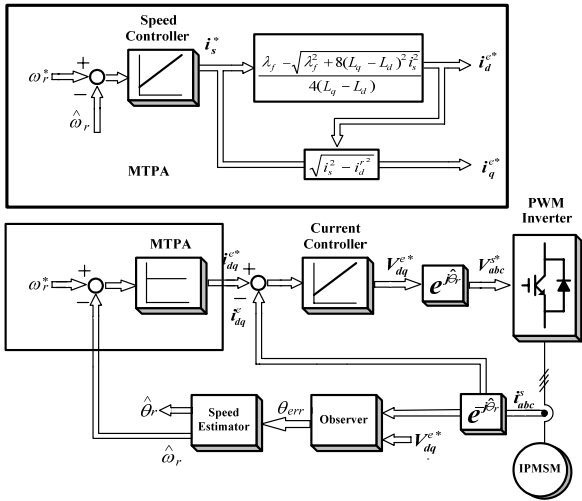
$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} + 2\zeta\omega_{cd} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} + 2\zeta\omega_{cq} \\ -\omega_{cd}^2 L_d & 0 \\ 0 & -\omega_{cq}^2 L_d \end{bmatrix}$$

$g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}, g_{31}, g_{32}, g_{41}, g_{42}$: 이득 개수
 $\zeta, \omega_{cd}, \omega_{cq}$: 설계 변수

그리고 식(2)에서 역기전력 성분은 추정 속도와 실제 속도의 차로 발생하는 성분을 포함한다. 이 성분은 과도 상태 성분이므로 전차원 상태 관측기에서 구한 역기전력 성분은 1차 저역 통과 필터를 거쳐 제어각의 오차를 구하는데 사용한다. 1차 저역 통과 필터를 거쳐 나온 역기전력 성분을 이용해 구한 제어각의 오차는 식(4)와 같다.

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{-\varepsilon_{\gamma LPF}}{\varepsilon_{\delta LPF}} \right) \quad (4)$$

그림 1은 식(3)의 전차원 상태 관측기를 이용해 회전 속도와 제어각을 추정하는 블록도를 나타낸다. 식 (4)를 이용해 구한 제어각 오차값은 PI 제어기의 입력이 되며, 오차를 0으로 줄임으로써 회전 속도를 추정한다. 그리고 좌표 변환에 사용되는 제어각은 회전 속도를 적분해 추정한다. 그리고 추정 속도가 속도 제어기의 입력이 되는 경우는 저역 통과 필터를 거쳐 사용한다.



〈그림 2〉 IPMSM 센서리스 제어 블록도

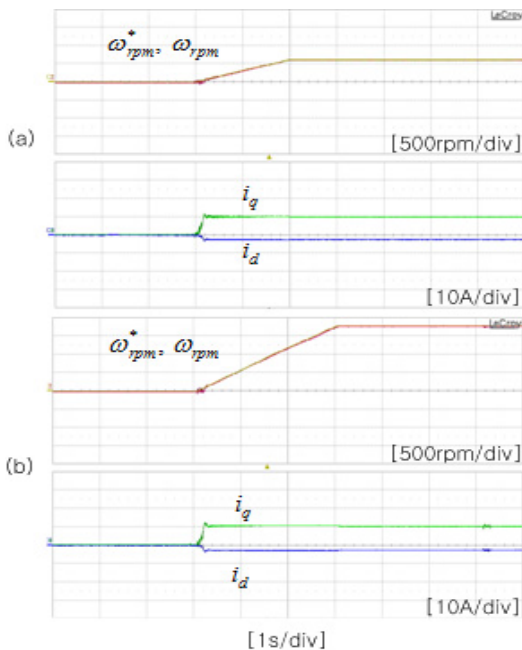
2.1.3 IPMSM 센서리스 제어

그림 1에서 추정 속도는 속도 제어기 입력으로 사용하며, 제어각은 전압과 전류 좌표 변환에 사용한다. 그리고 IPMSM의 단위 전류당 최대 토크 제어를 하기 위한 MTPA가 속도 제어기 출력으로 나온 전류 성분을 각각 최적의 $d-q$ 축 전류 지령값으로 만들어준다[3]. 이 전류 지령값이 전류 제어기의 입력이 되어 센서리스 제어에 사용한다. 전체 센서리스 제어 블록도는 그림 2와 같다.

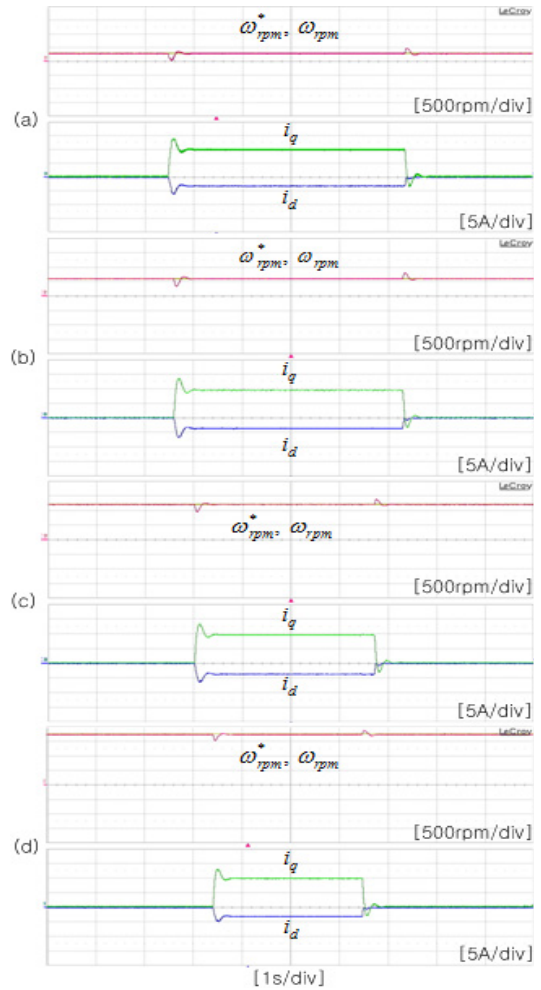
2.2 실험

제안한 알고리즘의 타당성은 실험으로 검증하고 제어를 위한 연산은 TMS320F28335 DSP로 구현한다. 인버터의 스위칭 주파수는 10[kHz]이고 사용된 매입형 영구 자석 동기전동기는 미쓰비시 MM-EF3724 모델이다. 3.7[kW], 370[V], 7.2[A]이며, 정격 회전 속도는 1800[rpm]이다. 부하는 7[kW], 200[V], 38.3[A]이며, 정격 회전 속도는 3000[rpm]인 야스카와 서보 전동기 SGMSV-70ADA21이다.

실험은 초기 기동 특성을 파악하기 위한 실험과 정속 운전 중 스텝 부하를 인가할 때, 운전 특성을 실험한다. 그림 3은 기동 특성을 나타낸 파형이다. 그림 3-(a)는 지령 속도 600[rpm], 부하 100%를 인가한 상태에서 기동하는 파형을 나타낸다. 지령 속도에 따라 운전하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3-(b)는 지령 속도 1800[rpm], 부하 100%를 인가한 상태에서 기동하는 파형을 나타낸다.



〈그림 3〉 기동 특성 파형
(a) 600rpm, 100%부하 (b) 1800rpm, 100%부하



〈그림 4〉 스텝 부하 인가 특성 파형
(a) 300rpm, 100%부하 (b) 600rpm, 100%부하
(c) 900rpm, 100%부하 (d) 1800rpm, 100%부하

그림 4는 정속 운전 중에 스텝으로 인가하는 경우의 운전 특성을 실험한 파형이다. 그림 4에 (a),(b),(c),(d)는 각각 속도를 증가하면서 정속 운전 중에 100% 부하를 스텝으로 인가하는 파형이다. 그림 4와 같이 제안한 알고리즘의 운전 특성이 중·고속 영역에서 양호한 특성을 보임을 알 수 있다.

3. 결 론

이 논문에서는 전차원 상태 관측기를 기반으로 EEMF 모델에서 IPMSM의 역기전력을 추정한다. 그리고 추정된 역기전력을 이용해 회전 속도와 제어각을 추정하고 센서리스 운전 적용한 기술을 보인다. 실험을 통해 초기 기동 특성과 중·고속 영역에서 운전 특성이 안정하게 나타나는 것을 증명했다.

[참고 문헌]

- [1] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 38, No. 4, pp. 1054-1061, July/Aug. 2002.
- [2] Y. C. Son, B. H. Bae and S. K. Sul, "Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor using Direct Voltage Sensing Circuit", Conf. Rec. of the 2002 IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting, 2002.
- [3] J. M. Kim and S. K. Sul, "Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 33, No. 1, pp. 43-48, Jan/Feb. 1997.