

쇄교자속 추정을 통한 영구자석형 동기전동기의 토오크 제어

김건수, 문형태, 김현수, 윤명중
한국과학기술원 전력전자 연구실

Torque Harmonics Minimization in PMSM by Using Flux Harmonics Estimation

Geon-Su Kim, Hyung-Tae Moon, Hyun-Soo Kim, Myung-Joong Youn
Korea Advanced Institute of Science and Technology

ABSTRACT

An adaptive nonlinear control of a brushless direct drive motor(BLDDM) is proposed.

Comparing to the traditional PMSM, the direct drive motor has smaller number of per pole and per phase slots to provide higher torque in low speed. This generic construction generates flux harmonics and finally results in unwanted torque harmonics.

To control the speed, a feedback linearization method is applied by choosing the i_{ds} , and ω_m as the output variables. The control of the flux harmonics is provided by using a flux observer with MRAC technique. As shown in the simulation results, the proposed nonlinear speed controller has a good speed response in the steady state and robust to the flux variation

1. 서론

본 논문에서는 직접구동을 위한 브러쉬 없는 직류전동기(BLDDM)를 공극자속이 정현파인 영구자석 동기 전동기(PMSM)로 해석하여 적응 비선형 제어를 설계 하였다. PMSM의 토오크 발생을 위한 알려진 제어 방법은 히스테리시스 전류 제어^[1], 삼각파 비교 전류 제어^[2], 동기속도 좌표계 PI 전류 제어^[3] 및 예측형 전류제어^[4] 등의 방법이 있다. 이 중 예측형 전류 제어기는 PMSM의 모델로부터 전류 제어를 위해 필요한 전압을 직접 계산하므로 우수한 과도응답 특성을 얻을 수 있다. 또한 순시치 토오크를 직접 제어하거나^[5] 회전자의 속도 ω_m 을 상태변수로 가정함으로써 얻어지는 비선형 시스템에 대해 궤환 선형화 제어를 행함으로써 속도 제어

기와 전류 제어를 동일한 제어 루프 내에서 설계할 수 있는 이점이 있다.^[6] 그러나 궤환 선형화의 방법은 파라미터 변화에 민감하며 모든 상태변수를 측정하여야 한다. 직접 구동을 위한 PMSM의 경우 저속에서 큰 토오크 값을 갖도록 제작되므로 극당, 상당 슬롯수가 작아서 자속의 고조파가 발생하며 이는 토오크의 맥동을 유발한다. 또한 부하 관성은 정확히 알기 어려우며 속도 제어 특성에 큰 영향을 주는 변수이다. 본 논문에서는 고조파를 포함하는 d 축 및 q축 쇄교자속 Ψ_{dm} , Ψ_{qm} 을 추정하여 적응 궤환 선형화 제어를 행함으로써 예측형 전류 제어를 구현하였다. 시뮬레이션을 통해 설계된 제어기의 타당성을 검증하였으며 부하의 변동과 같은 파라미터 변화에 따른 영향도 분석하였다.

2. 적응 궤환 선형화 제어기 설계

2.1 직접구동 PMSM의 모델링

3상 Y 결선된 고정자 회로에서 쇄교자속의 3차 고조파는 상살되며 5, 7, 11, 13...차 고조파만 존재한다. Sm_2Co_5 , Nd-Fe-Br과 같이 높은 보자력을 갖는 PM회전자의 경우 쇄교자속의 고조파는 주로 PM에 의해 발생하며 회전자 권선 인덕턴스에 의한 고조파는 무시할 수 있다. p 를 극쌍이라 할 때 동기속도 좌표계에서의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \frac{L_q}{L_d} i_{qs} p\omega_m - \frac{\Psi_{qm}}{L_d} p\omega_m + \frac{V_{ds}}{L_d} \\ \dot{i}_{qs} &= -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \frac{L_d}{L_q} i_{ds} p\omega_m - \frac{\Psi_{dm}}{L_q} p\omega_m + \frac{V_{qs}}{L_q} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서

$$L_d = L_{ls} + L_{md}, \quad L_{qn} = L_{ls} + L_{mq}$$

$$\Psi_{dm} = \Psi_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_{dn} \cos 6n p \theta_m$$

$\Psi_{qm} = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_{qn} \sin 6n\theta_m$ 이다.

속도 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} p[(L_d - L_q)i_{ds}i_{qs} + \Psi_{dm}i_{qs} + \Psi_{qm}i_{ds}]$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J_n} \{T_e - B_n\omega_m - T_L\} \quad (2)$$

2.2 적응 레환 선형화 제어기

자속의 고조파 성분은

$$\Delta\Psi_{dm} = \Psi_{dm} - \Psi_{dm(n)}$$

$$\Delta\Psi_{qm} = \Psi_{qm} \text{라 하자.}$$

여기서 아래첨자 n 은 nominal 값이다. 식 (1)(2)는 $L_d = L_q = L_n$ 을 가정할 때 다음 식 (3)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_0(\mathbf{x}) + \mathbf{f}_\delta(\mathbf{x})\delta + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (3)$$

식 (3)에서,

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ \omega_m]^T$$

$$\mathbf{f}_0(\mathbf{x}) = [f_1(\mathbf{x}) \ f_2(\mathbf{x}) \ f_3(\mathbf{x})]^T$$

$$= \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_n} i_{ds} + i_{qs} p\omega_m \\ -\frac{R_s}{L_n} i_{qs} - i_{ds} p\omega_m - \frac{\Psi_{dm(n)}}{L_n} p\omega_m \\ \frac{1}{J_n} \left\{ \frac{3}{2} p\Psi_{dm(n)} i_{qs} - B_n\omega_m - T_L \right\} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{f}_\delta(\mathbf{x}) = [f_{\delta 1}(\mathbf{x}) \ f_{\delta 2}(\mathbf{x}) \ f_{\delta 3}(\mathbf{x})]^T,$$

$$= \begin{pmatrix} -p\frac{\omega_m}{L_n} & 0 \\ 0 & -p\frac{\omega_m}{L_n} \\ \frac{3p}{2J_n} i_{ds} & \frac{3p}{2J_n} i_{qs} \end{pmatrix}$$

$$\delta = [\delta_1 \ \delta_2]^T = [\Delta\Psi_{qm} \ \Delta\Psi_{dm}]^T$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_n} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_n} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [V_{ds} \ V_{qs}]^T \text{이다.}$$

이제 출력을 $\mathbf{y} = [i_d \ \omega_m]^T$ 로 정하고 좌표계를 식 (4)와 같이 비선형 변환한다.

$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T = [i_d \ \dot{\omega}_m \ \ddot{\omega}_m]^T \quad (4)$$

Lie derivative를 이용해 제어입력이 나타날 때 까지 출력을 반복 미분하면 식 (5)를 얻는다.

$$[\dot{z}_1 \ \dot{z}_3]^T = \mathbf{A}(\mathbf{x}) + \mathbf{A}(\mathbf{x}, \delta) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \delta)\mathbf{u} \quad (5)$$

식 (5)에서,

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} f_1(\mathbf{x}) \\ \frac{3p}{2J_n} \Psi_{dm(n)} f_2(\mathbf{x}) - \frac{B_n}{J_n} f_3(\mathbf{x}) \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}, \delta) = \begin{pmatrix} -\frac{p\omega_m}{L_n} \delta_1 \\ \frac{3p}{2J_n} \left[\left(f_1 - \frac{B_n}{J_n} i_{ds} \right) \delta_1 + \alpha \delta_2 - \frac{p\omega_m}{L_n} (\delta_1^2 + \delta_2^2) \right] \end{pmatrix}$$

$$\alpha = \frac{p\omega_m}{L_n} \Psi_{dm(n)} - \frac{B_n}{J_n} i_{qs} + f_2$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}, \delta) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_n} & 0 \\ \frac{3p\delta_1}{2J_n L_n} & \frac{3p}{2J_n L_n} (\Psi_{dm(n)} + \delta_2) \end{pmatrix}$$

비선형 제어규칙을 식 (6)이라 하자.

$$\mathbf{u} = \mathbf{B}(\mathbf{x}, \hat{\delta})^{-1} [-\mathbf{A}(\mathbf{x}) - \mathbf{A}(\mathbf{x}, \hat{\delta}) + \boldsymbol{\nu}] \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\nu} = [\nu_1 \ \nu_2]^T$$

(6)에서 $\delta_2 \neq -\Psi_{dm(n)}$ 일때 $\mathbf{B}(\mathbf{x}, \delta)^{-1}$ 가 존재한다.

이제 $\hat{\delta} = \delta$ 의 조건에서 식(5)는 선형화된 시스템 $\dot{z}_1 = \nu_1, \dot{z}_2 = \nu_2$ 으로 바뀐다. 선형 제어입력 $\boldsymbol{\nu}$ 를 식 (8)로 둔다.

$$\nu_1 = \dot{i}_{dref} - k_1(i_{ds} - i_{dref}) \quad (8)$$

$$\nu_2 = \dot{\omega}_{ref} - k_2(\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{ref}) - k_3(\omega_m - \omega_{ref})$$

에러 벡터의 동특성은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{e} = [e_{id} \ e_\omega \ \dot{e}_\omega]^T$$

$$= [(i_{ds} - i_{dref}) \ (\omega_m - \omega_{ref}) \ (\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{ref})]^T$$

$$e_{is}(s) = \frac{e_{id}(0)}{s + k_1} \quad (9)$$

$$e_\omega(s) = \frac{se_\omega(0) + \dot{e}_\omega(0) + e_\omega(0)}{s^2 + k_2s + k_3}$$

시뮬레이션을 통해 원하는 동특성을 갖는 극점을 선택할 수 있다. 극점 배치를 $s = -43.5, s = -69.5, s = -80.5$ 로 할 때, gain matrix \mathbf{K} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} 43.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 150 & 5595 \end{pmatrix}$$

이제 에러 벡터의 동특성은 식 (10)와 같다.

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{K}\mathbf{e} \quad (10)$$

2.3 외란 관측기

식 (6)에서 외란값 δ 를 알지못하므로 $\hat{\delta}$ 를 사용하면 제어 시스템은 다음 식 (11)과 같이 표현된다.

$$[\hat{z}_1 \ \hat{z}_3]^T = \{ \mathbf{A}(\mathbf{x}) + \mathbf{A}(\mathbf{x}, \delta) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \delta) \} \cdot [\hat{z}_1 \ \hat{z}_3]^T + \{ \mathbf{B}(\mathbf{x}, \delta) \}^{-1} [-\mathbf{A}(\mathbf{x}) - \mathbf{A}(\mathbf{x}, \hat{\delta}) + \boldsymbol{\nu}] \quad (11)$$

식 (11)에서 우변 첫 번째 중괄호는 플랜트를, 두 번째 중괄호는 제어기를 나타낸다. 시스템의 전기적 모델은 선형모델이며 식 (12)와 같다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{E} \mathbf{x} + \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{D} \Delta \Psi \quad (12)$$

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \omega_m \\ \frac{-L_d}{L_q} p \omega_m & \frac{-R_s}{L_q} \end{pmatrix}, \mathbf{G} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} -p \frac{\omega_m}{L_d} & 0 \\ 0 & -p \frac{\omega_m}{L_q} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{x} = [i_{ds} \ i_{qs}]^T, \mathbf{u} = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$$

$$\Psi = [\Psi_{qm} \ \Psi_{dm}]^T = [\delta_1 \ (\Psi_{dm(n)} + \delta_2)]^T$$

매트릭스 E에 시간적 변수 ω_m 이 들어 있으므로 $L_d \approx L_q$ 로 보아서 다음과 같이 가변모델을 정한다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{E} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{D} \delta + \mathbf{H} \mathbf{e} \quad (13)$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 200 & -p \omega_m \\ -p \omega_m & 200 \end{pmatrix}, \mathbf{e} = [i_{ds} - \hat{i}_{ds} \ i_{qs} - \hat{i}_{qs}]^T$$

이제 $\overline{\mathbf{F} + \mathbf{H}}$ 매트릭스는 $s = -250$ 에 중근을 갖는다.

Ψ 에 대한 adaptation rule을 식 (14)로 정한다.

$$\dot{\hat{\Psi}} = \mathbf{F} \mathbf{D}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \quad (14)$$

식 (14)에서 P는 식 (15) Lyapunov 방정식의 해이며 F는 적응 이득이다.

$$\overline{\mathbf{E} + \mathbf{H}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \overline{\mathbf{E}} + \mathbf{H}} = -\mathbf{Q} \quad (15)$$

Lyapunov 후보 함수를 식 (16)라 하자.

$$\mathbf{V}(\mathbf{e}, \phi, t) = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{F}^{-1} \phi^T \phi \quad (16)$$

$$\phi = [\Psi_{qm} - \hat{\Psi}_{qm} \ \Psi_{dm} - \hat{\Psi}_{dm}]^T$$

이산제어 시스템으로 구현할 때 샘플링 주기가 아주 작아서 한 주기 동안에 자속의 등적 변화가 없다고 가정할 수 있다. 즉 $\dot{\Psi}_{dm} = \dot{\Psi}_{qm} = 0$

식 (16)의 시간에 대한 미분은 (17)과 같다.

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{e}^T (\mathbf{k}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{k}) \mathbf{e} + 2 \phi^T \mathbf{D}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + 2 \mathbf{F}^{-1} \phi^T \dot{\phi}$$

$$= -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + 2 \phi^T \mathbf{D}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - 2 \mathbf{F}^{-1} \phi^T \hat{\Psi} \quad (17)$$

식(14), (17)으로 부터,

$$\dot{\mathbf{V}} = -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} \leq -\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{e}\| \leq 0 \quad (18)$$

의관측기는 stable하며 $t \rightarrow \infty$ 일때 $\mathbf{e} \rightarrow 0$ 이다. 의관측기를 포함하는 제어 시스템의 블록도는 그림 6.과 같다.

2.4 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용된 직접 구동 PMSM의 파라미터는 표 1을 참고한다.

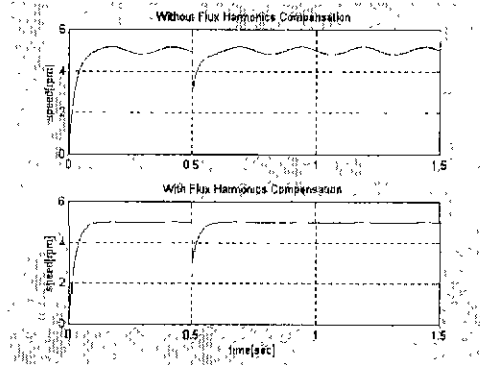


그림 1 속도응답특성, (상) 귀환 선형화 (하) 적응 귀환선형화, 5rpm, $J_L = J_R$, $T_L(1.5) = 2.5\text{Nm}$

Fig.1 Speed response for 5rpm ref.

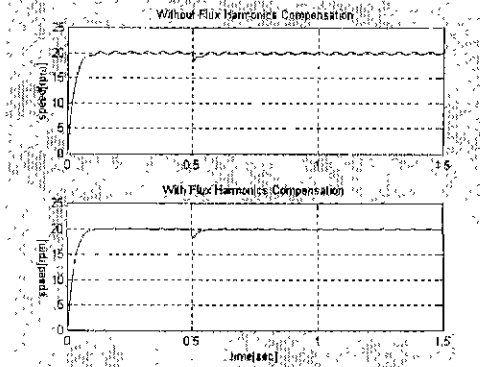


그림 2 속도응답특성, (상) 귀환 선형화 (하) 적응 귀환선형화, 20rpm, $J_L = J_R$, $T_L(1.5) = 2.5\text{Nm}$

Fig.2 Speed response for 20rpm ref.

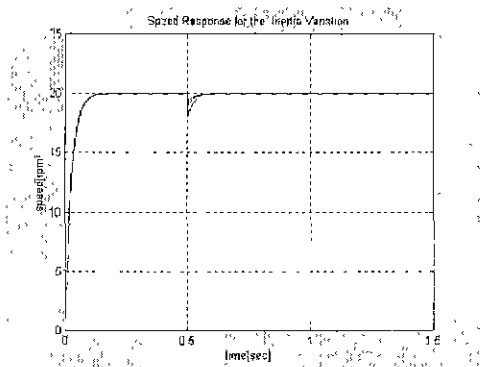


그림 3 관성치 변화시 속도 응답특성, 20rpm, $J_L = J_R$, $J_L = 3J_R$, $J_L = 5J_R$, $T_L(1.5) = 2.5\text{Nm}$

Fig.3 Speed response for the inertia variation.

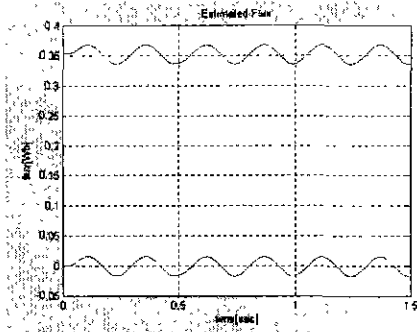


그림 4 플랜트 모델의 d축 q축 자속, 20rpm, 정현파 가정, 기준값의 10% 변화.
Fig.4 d,q axis flux variation in plant model, 10% variation from the nominal value.

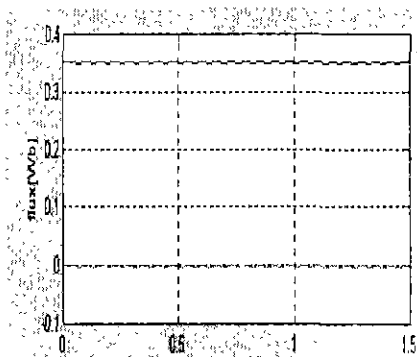


그림 5 제어시의 d축 및 q축 자속, 20rpm, $J=J_R$.
Fig.5 d,q axis flux under control.

표 1 시뮬레이션에 사용된 PMSM의 파라미터
Table 1 PMSM parameters

극수	16	상당 저항	0.0977
정격 토크	9.8 [Nm]	토크상수	4.2[Nm/A]
정격 속도	120 [rpm]	선간 인덕턴스	40 [mH]
정격 전압	140[Vrms]	선간저항	18 [ohm]
정격 전류	2.0 [A]	회전자 관성치	0.004[Nms ²]

3. 결론

직접구동을 위한 브러쉬 없는 직류 전동기 (BLDDM)에 대하여 궤환 선형화 및 벡터제어를 위한 제어기를 설계하고 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. BLDDM은 저속에서 높은 토크를 발생하여야 하므로 고정자에서의 극당 슬롯 수가 작다. 따라서 저속 운전에서 토크의 고조파

(cogging torque)가 발생한다. 토크의 고조파는 원천적으로 d축 및 q축 자속의 고조파에서 기인하므로 이를 외란으로 보아서 MRAC의 방법으로 관측하였고 제어입력에서 보상하도록 하였다.

시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 자속의 고조파가 현저히 감소하였으며 토크 맥동이 감소함에 따라 속도의 정상상태 응답도 개선되었다. 또한 기준 부하값 J_0 에 대해 $3J_0$ 및 $5J_0$ 의 변화에 대해 제어기의 특성을 분석하여 안정성을 확인하였다.

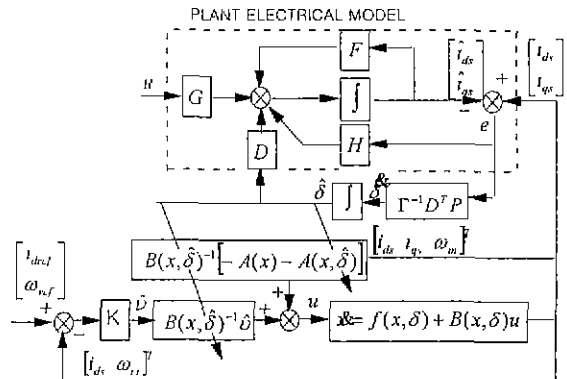


그림 6 제어시스템 블록도.

Fig.6 Block diagram of the proposed control system.

참고 문헌

- [1] David M. Brod, and Donald W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 562-570, May/June, 1985.
- [2] M. A. Rahman, T. S. Radwan, A. M. Osheiba, and A. E. Lashine, "Analysis of current controllers voltage source inverter", IEEE Trans. Indus. Electr., vol. 44, no. 4, pp. 477-485, Aug. 1997.
- [3] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current regulated PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, no. 4, pp. 678-690, July/Aug. 1986.
- [4] L. Zhang, R. Norman, and W. Shepherd, "Long-range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using the synchronous reference frame", IEEE Trans. Contr. Syst. Tech., vol. 5, no. 1, pp 119-126, Jan. 1997.
- [5] Se-Kyo Chung, Hyun-Soo Kim, Chang-Gyun Kim, and Myung-Joong Youn, "A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for High performance directdrive applications", IEEE P E., pp. 721 - 727, 1997.
- [6] B. Le Pioufle, "Comparison of speed nonlinear control strategies for the synchronous servomotor", Electric Machines and Power Systems, vol 21, pp. 151 - 169, 1993