

매입형 영구자석 전동기 기동 시 속도 진동 저감을 위한 I-f 제어 방안

진성규, 최종원

한남대학교 모터제어 및 전력변환 연구실

An I-f Control Method of IPMSM to Reduce Oscillation Speed

Sunggyu Jin, Jongwon Choi

Dept. Electrical and Electronic Engineering Hannam University

ABSTRACT

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)의 위치 추정을 위해 모델기반 역기전력 기반(Back-EMF) 센서리스 제어를 채택한다. 중·고속에서 원활한 위치 추정이 가능하지만 정지 및 저속에서의 역기전력이 매우 작아 추정이 어려운 점이 있다. 전류-주파수(I-f) 제어를 통해 정지상태에서 속도 상승을 시켜 Back-EMF 기반 센서리스 제어로 절환하는 방법이 있다. 그러나 I-f제어는 모터의 낮은 댐핑 계수로 인해 초기 기동 시 속도 진동이 발생하게 되어 진동 및 벡터 제어 절환 시 문제를 야기할 수 있다. 본 논문에서는 공급하는 전력을 선형화를 통해 섭동을 추출하고 보상하는 방법과 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 효과를 보여주고자 한다.

1. 서론

영구자석 동기 전동기는 출력 밀도와 효율이 높다는 장점을 가지고 있어, 많은 산업분야에서 사용되고 있다. 자동차 혹은 세탁기, 에어컨, 차량용 컴프레셔와 같은 제품에서 경량화, 비용 감소를 위해 모터의 위치 센서를 제거한다. 센서리스 제어를 사용하기 위해서는 크게 두 가지 방법이 있다. 신호주입 센서리스 제어, 그리고 모델기반 센서리스 제어가 있다. 모델기반 센서리스 제어 중 하나인 역기전력(Back-EMF)기반 센서리스 제어^[3]는 역기전력을 통해 자속을 추정해 위치 및 속도 정보를 추정하는 방법이다. 역기전력 기반은 중속 및 고속에서 탁월한 성능을 보이지만 역기전력이 작은 저속구간에서는 추정이 힘들다는 점이 있다. 저속 구간의 추정 문제를 해결하기 위해 I-f제어를 통해 초기 기동 문제를 해결하고 센서리스 제어로 절환하는 방식을 채택한다. 기존 I-f제어 방식에서는 모터의 기계상수인 마찰계수(B)가 너무 작아, 낮은 댐핑 계수로 인해, 기동 시 속도 진동이 발생한다.

속도 진동을 해결하기 위해서 [2]에서는 DC-Link 전류의 섭동 성분을 파악하여 속도 지령을 보상해주지만, 저속에서 섭동 추출은 어렵다는 점이 있다. [1]에서는 입력 전력에서의 섭동을 추출하여 보상하는 방식을 취하고 있다. 하지만 속도 진동 보상을 위한 선형화 과정에서 회전자의 상태변수를 통해 극점을 파악한다.

본 논문에서는 회전자의 속도가 아닌 전자기 파워(P_e)를 상태변수에 추가하여 상태 방정식을 전개하고 시스템 행렬의 감쇠 성분을 파악하고 IPMSM을 이용하여 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 효과를 입증하고자 한다.

2. IPMSM의 I-f 제어 모델링

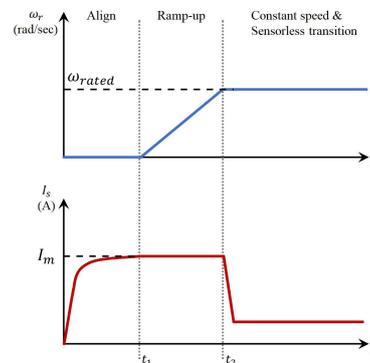


그림 1 I-f제어의 전류 및 속도 지령 시퀀스

Fig. 1 current and speed reference Sequence in I-f Control

I-f 제어의 기본 제어는 그림 1과 같다. 초기에 회전자의 방향을 고정하기 위해 정지 상태에서 회전자와 전류벡터가 정렬될 만큼의 충분한 시간 동안 고정전류(I_m)를 인가한다. 속도 지령치를 주어 속도 지령치를 통해 각도 정보를 받아 회전하여 목표 속도 지령치까지 속도를 상승시킨다.

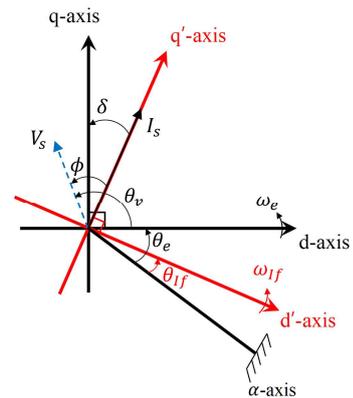


그림 2 회전자 dq 및 I-f전류 d' q' 동기 좌표계

Fig. 2 Rotor and I-f current synchronous dq & d' q' coordinate frames

그림 2은 회전자 및 I-f전류 벡터 다이어그램을 표현한 것이다. α 축을 기준으로 회전자, 고정자의 각도는 θ_e, θ_{If} 이며, 오차각(δ)은 $\delta = \theta_e - \theta_{If}$ 와 같이 정의되며, 전기 각속도는 ω_e, ω_{If} 로 표현했으며, ϕ, θ_v 는 각각 역률각과 전압 벡터(V_s)의

각도이다. dq 동기 좌표계의 전압 방정식은 다음과 같다.

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

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m \quad (2)$$

v_d , v_q 및 $i_d = I_s \sin \delta$, $i_q = I_s \cos \delta$ 는 각각 dq축 좌표계의 전압, 전류이며, R_s 는 고정자의 저항, ψ_m 은 회전자의 쇄교자속, ω_e 는 회전자의 전기각속도이며 L_d , L_q 는 각각 dq축 인덕턴스이다. $v_d = -V_s \sin(\phi - \delta)$, $v_q = V_s \cos(\phi - \delta)$ 일 때, ϕ 는 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{v_d}{v_q} \right) + \delta \quad (3)$$

전기적 토크 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3P}{4} (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \\ &= \frac{3P}{4} \left(\psi_m I_s \cos \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta \right) \end{aligned} \quad (4)$$

P 는 모터의 극 수이다. 토크 기계 방정식은 다음과 같다.

$$T_e - T_L = J \frac{P}{2} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{P}{2} B \omega_e \quad (5)$$

T_e 는 전기적 토크, T_L 는 부하 토크이며 J , B 는 각각 관성 모멘트와 마찰계수이다.

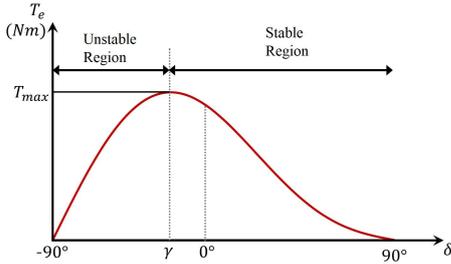


그림 3 오차각도 변화에 따른 토크 변화 곡선
Fig. 3 Variation of generated torque with error angle.

(5)를 통해 그림 2와 같은 토크 곡선을 구할 수 있으며, γ 일 때 최대 토크를 발생한다는 것을 알 수 있다. I-f제어 시, 회전자의 위치를 알 수 없기에 δ 의 각도를 $\gamma < \delta < 90^\circ$ 로 유지하도록 해야 한다. 부하 토크로 인해 γ 보다 낮은 각도가 된다면, 동기를 잃고 기동에 실패하게 된다. 앞서 전개한 δ 와(4)~(5)을 통한 ω_e 에 대한 미분 방정식 형태로 다시 표현하면 (6),(7)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_e}{dt} &= \frac{1}{J} \frac{P}{2} (T_e - T_L) - \frac{1}{J} \omega_e B \\ &= \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \left(\psi_m i_q + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \right) - \frac{P}{2J} T_L - \frac{B}{J} \omega_e \end{aligned} \quad (6)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_e - \omega_{If} \quad (7)$$

모델의 비선형성으로 인해 선형화 과정을 통해 해석을 필요로 한다. (6), (7)을 이용하여 특정 운영점(δ_0)에 대해 선형화된 모델을 전개할 수 있으며 입력 변수($\Delta \mathbf{u} = [\Delta I_s \ \Delta T_L]$), 상태 변수($\Delta \mathbf{x} = [\Delta \omega_e \ \Delta \delta]$)에 대해 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & a_{12} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_e \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} - \frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_s \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \\ a_{12} &= -\frac{1}{J} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{3}{2} (\psi_m I_s \sin \delta_0 - (L_d - L_q) I_s^2 \cos 2\delta_0) \\ b_{11} &= \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2} \right)^2 (\psi_m \cos \delta_0 + (L_d - L_q) I_s \sin 2\delta_0) \end{aligned} \quad (8)$$

(8)의 감쇠비(ζ)는 (9)와 같으며, B가 매우 작아 시스템의 감쇠가 작아 진동이 발생한다.

$$\zeta = \frac{B}{2J\sqrt{-a_{12}}} \quad (9)$$

P_e 에서 발생하는 섭동 요소를 파악하여 시스템의 상태변수 방정식에 적용하여, 변경된 수식으로 확인하고, 시뮬레이션 및 실험을 통해 비교 변화를 확인하고자 한다.

3. I-f제어의 주파수 보정

입력 전력의 섭동을 고려한 상태 방정식을 통해 주파수 보정을 적용하고자 한다. I-f제어 시 발생하는 섭동 성분을 입력 전력을 통해 구하며, 진동성분은 고역통과 필터(HPF, High pass filter)를 통해 섭동을 추출할 수 있으며, 진동성분을 포함한 입력 전력은 다음과 같다.

$$P_{HPF} = \frac{\tau s}{\tau s + 1} P_e \quad (10)$$

(10)는 주파수 영역에서 구한 P_{HPF} 이며, τ 는 필터 대역폭의 시정수이다. P_e 는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \\ &= \frac{3}{2} R_s I_s^2 + \frac{3}{4} (\omega_e - \omega_{If}) (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta \\ &\quad + \omega_e \frac{3P}{4} (\psi_m I_s \cos \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta) \end{aligned} \quad (11)$$

(11)을 미분방정식 형태로 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dP_e}{dt} &= \left\{ \frac{1}{J} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{3}{2} (\psi_m I_s \cos \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta) \right. \\ &\quad \left. - \frac{B}{J} \omega_e - \frac{1}{J} T_L \frac{P}{2} - \frac{d\omega_{If}}{dt} \right\} (L_d - L_q) \frac{1}{2} I_s^2 \sin 2\delta \end{aligned} \quad (12)$$

δ 의 상태변수 형태는 다음과 같이 변경된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\delta}{dt} &= \omega_e - \omega_{If} \\ &= \omega_e - (\omega_{If}^* - k P_{HPF}) \end{aligned} \quad (13)$$

ω_{If}^* 는 기존 속도 지령이며, k 는 피드백 이득 값이며, 필터링된 P_{HPF} 섭동 성분을 포함한 상태 방정식의 시스템 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & [0 \ -k]^T \\ a_{31} & a_{32} \ -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad (14)$$

a_{31} 과 a_{32} 는 (13), (14)와 같다. 변경된 시스템 행렬의 τ 와 k 값 조절을 통해 속도 진동 성분을 보상하여 안정적인 기동을 보장한다.

$$a_{31} = -\frac{1}{2}(L_d - L_q)I_s^2 \sin 2\delta_0 \frac{B}{J} + I_s^2 \cos 2\delta_0 + \frac{3P}{4}I_s(2\omega_{e0} - \omega_{f0})(L_d - L_q)I_s \cos 2\delta_0 - \psi_m \sin \delta_0 \quad (15)$$

$$a_{32} = (L_d - L_q)I_s^2 \cos 2\delta_0 \frac{d\omega_{e0}}{dt} - \frac{d\omega_{f0}}{dt} + \frac{1}{2}(L_d - L_q)I_s^2 \sin 2\delta_0 \left\{ \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2} \right)^2 ((L_d - L_q)I_s^2 \cos 2\delta_0) \right\} - 2(\omega_{e0} - \omega_{f0})I_s^2 \sin 2\delta_0 - \omega_e \frac{3P}{4}(\omega_{e0} - \omega_{f0}) \{ (L_d - L_q)I_s^2 \sin 2\delta_0 + \psi_m I_s \cos \delta \} \quad (16)$$

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시뮬레이션

속도 진동 성분은 그림 4와 같이 낮은 주파수 성분을 가지고 있기에 τ 의 주파수 대역은 6Hz로 선정했다. k값이 크다면 필요 이상의 진동 성분을 보상하여 기동에 실패 할 수 있다. 시뮬레이션 및 실험에서는 k=0.5 조건에서 진행하였다.

시뮬레이션은 그림 1과 같은 순서로 속도 지령을 인가하였으며, 1초에서 부하토크를 인가를 하였다.

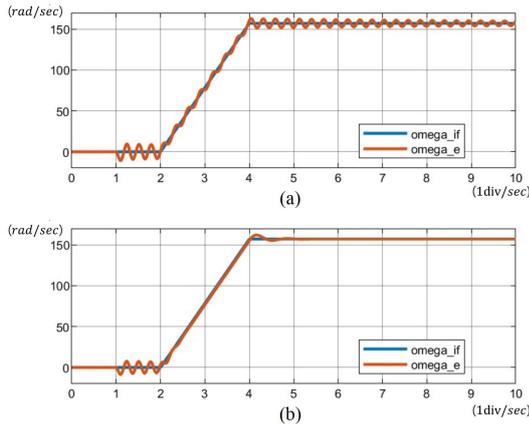


그림 4 500rev/min 가속 시 (a) k=0, (b) k = 0.5 조건
Fig. 4 Acceleration of 500 RPM for (a) k=0, (b) k = 0.5 conditions

그림 4 (a), (b)는 각각 k=0, k=0.5 조건에서 진행한 결과이다. (a)는 지령 전각속도를 기준으로 진동 성분이 있다는 것을 파악할 수 있다. (b)는 입력 전력으로부터 구한 섭동을 통해 주파수 보상을 한 결과이다. 가속 및 정속 구간에서 상대적으로 진동이 많이 감소한 것을 확인했다.

3.2 실험 결과

표 1 IPMSM 모터 파라미터
Table 1 Parameter of IPMSM

R_s	0.4Ω	J	0.1kgm ²
L_d	6.25mH	B	0.0001Nm/s
L_q	8.68mH	ψ_m	0.11 Wb
I_m	10A	P	6

실험에 사용한 모터의 파라미터는 500rev/min 까지 상수

시, 보상을 하지 않은 경우와 보상을 한 경우에 대한 변화를 확인하였으며 10A 고정 전류(I_m)를 인가하여 ω_e , ω_{f} 및 δ 파형을 통해 확인하였다.

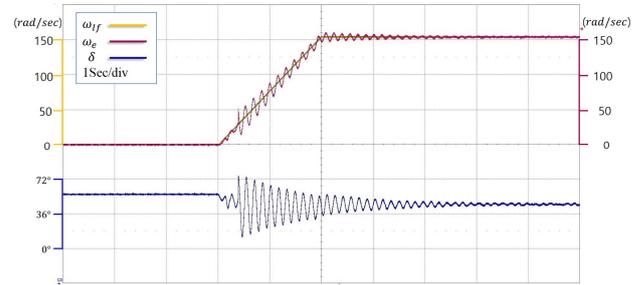


그림 5 k=0, 500RPM 가속
Fig. 5 Acceleration of 500 RPM at k = 0

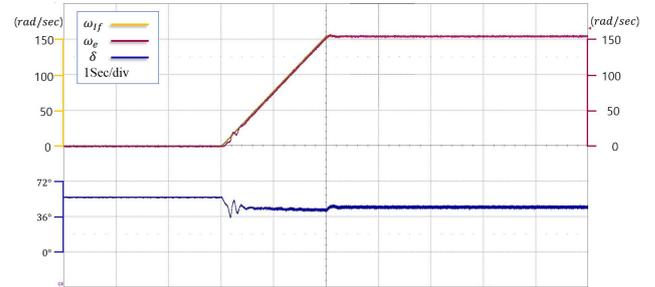


그림 6 k값=0.5, 500rev/min 가속
Fig. 6 Acceleration of 500 rev/min at k=0.5

그림 5와 같이 I-f 제어 시 발생하는 진동 성분을 제한한 섭동 보상을 및 적절한 게인값 선정을 통해 그림 6과 같이 진동 성분이 감소한 것을 확인할 수 있었다.

4. 결론

기준에 전류 및 파워 성분에서 섭동 성분을 HPF를 통해 얻어내는 방식이었으나, 상태방정식을 통한 안정성 분석에서는 ω_e 를 사용하였다. 본 논문에서는 P_e 의 상태변수를 통해 섭동 성분을 구하고 안정성을 분석한 후, 적절한 게인값을 통해 속도 지령을 보상하여 안정적인 초기 기동을 보였다.

이 논문은 2021년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2021R111A3059676).

참고 문헌

- [1] S. V. Nair, K. Hatua, N. V. P. R. D. Prasad and D. K. Reddy, "A Quick I-f Starting of PMSM Drive With Pole Slipping Prevention and Reduced Speed Oscillations," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 8, pp. 6650-6661, Aug. 2021
- [2] R. S. Colby and D. W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 3, pp. 462-469, May-June 1988
- [3] C. Gong, Y. Hu, J. Gao, Y. Wang and L. Yan, "An Improved Delay-Suppressed Sliding-Mode Observer for Sensorless Vector-Controlled PMSM," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 7, pp. 5913-5923, July 2020