

영구자석 동기전동기의 부하추정을 통한 센서리스 전환 알고리즘

김동현¹, 조관열[†], 김학원¹

Sensorless Transition Algorithm of PM Synchronous Motor by Load Torque Estimation

Dong-Hyun Kim¹, Kwan-Yuhl Cho[†], and Hag-Wone Kim¹

Abstract

Permanent magnet synchronous motors are mainly used in the traction of electric vehicle and home application products including air-conditioners and refrigerators. For sensorless control without rotor position sensors, I-F control is applied for initial starting at low speeds, and mode is changed to sensorless control when the rotor speed is sufficiently accelerated for estimating rotor position. When the mode is changed to the sensorless control from the open-loop starting, the initial integral value of the speed controller should be considered by load condition; otherwise, the transition to sensorless control may fail. The sensorless transfer algorithm of PM synchronous motor based on load condition for smooth transition is proposed. The performance of the proposed sensorless transfer algorithm was verified by experiments.

Key words: PMSM, I-F control, Extended EMF sensorless control

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 고효율, 고역률 및 고출력 밀도 등의 장점으로 인하여 가전제품 및 산업계에서 속도 및 토크 제어용 전동기로 널리 사용되고 있다^{[1]-[3]}. 영구자석 동기전동기와 같은 교류 전동기를 제어하는 방법으로는 스칼라 제어와 벡터 제어가 있다. 스칼라 제어는 평균 토크를 제어하는 방법으로 비교적 간단하게 구현이 가능하지만 효율 및 성능이 떨어져 주로 정밀한 속도 및 토크가 필요하지 않는 분야에서 사용된다. 벡터 제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하는 방법으로 주로 정밀한 속도 또는 토크 성능을 요구하는 분야에서 사용된다^{[4],[5]}. 일반적으로 벡터 제어를 수행하기 위해

레졸버, 절대형 엔코더 혹은 홀 센서 등의 회전자 위치 검출 센서를 사용한다. 하지만 이러한 회전자 위치검출 센서를 사용하면 가격이 상승하고 시스템 부피가 커지는 단점 등을 가지고 있어 회전자 위치검출 센서를 사용하지 않는 센서리스 제어 알고리즘이 지속적으로 연구되고 있다^{[1]-[3],[6]-[9]}.

영구자석 동기전동기의 센서리스 제어 알고리즘은 크게 신호주입 제어 기법과 모델 기반 제어 기법으로 나뉜다^{[6]-[9]}. 신호 주입 기법은 돌극성을 갖는 매입형 영구자석 동기전동기에 주로 사용되며 모든 속도 구간에서 안정적으로 회전자 위치를 검출할 수 있지만 추가적으로 신호를 주입하기 때문에 소음이 발생하고 철손이 증가하는 단점이 있다^{[6],[7]}. 모델 기반 제어 기법은 전압 방정식으로부터 역기전력을 관측하여 회전자 위치 정보를 추정하는 기법으로 추가적인 소음이나 손실이 없지만 회전자 위치 정보를 얻기 위한 역기전력이 속도에 비례하므로 정지 및 저속 영역에서 회전자 위치 검출이 어려운 단점이 있다^{[8],[9]}. 따라서 에어컨, 냉장고, 세탁기 등의 가전제품의 경우 저속 영역에서 회전자 위치검출 없이 개루프로 구동되는 전류-주파수 제어(I-F control)를 사용하고 회전자 위치를 검출할 수 있는 충분한 속도가 되면 확장 역기전력 기반의 센서리스 제어로 전환

Paper number: TKPE-2021-26-5-6

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kycho@ut.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Korea Nat'l University of Transportation, Korea

Tel: +82-43-841-5329 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of Electronic Engineering, Korea Nat'l University of Transportation, Korea

Manuscript received Jan. 31, 2021; revised Mar. 3, 2021; accepted Apr. 20, 2021

— 본 논문은 2020년 추계학술대회 우수추천논문임

하는 방법을 주로 사용한다^{[10]-[12]}. [11]에서는 전류 주파수 제어에서 확장 역기전력 기반 센서리스 제어로 전환 시 생기는 회전자 위치의 불연속성을 해결하기 위해 위치 명령과 추정 위치를 결합한 가중치 방법을 사용하고 시지연 필터링을 통해 전환하는 알고리즘을 제안하였다. 그러나 에어컨, 냉장고용 압축기의 경우 입토풀 압이 평형되지 않은 상태에서 재기동할 경우 모터에 걸리는 부하는 입토풀 압차에 따라 다양하게 나타나며 개루프 전류-주파수 제어에서 폐루프 센서리스 제어로 전환 시 이를 고려하지 않을 경우 전환 구간에서 속도 오버슈트가 크게 발생하거나 탈조 현상이 발생할 수 있다.

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 개루프 전류-주파수 제어에서 폐루프 센서리스 제어로 전환 시 신뢰성을 높이기 위하여 확장 역기전력 센서리스 제어를 통해 추정된 회전자 위치 정보와 상전류로부터 모터의 토크를 계산하고 센서리스 전환 시 모터의 토크를 속도제어기의 적분기에 보상하는 알고리즘을 제안한다. 제안된 센서리스 전환 알고리즘은 에어컨 압축기용 매입형 영구자석 동기전동기를 이용한 실험을 통해 검증하였다.

2. 센서리스 전환 알고리즘

2.1 전류-주파수 제어^[11]

전류-주파수 제어(I-F control)는 모델 기반의 센서리스 제어 기법을 사용하기 위해 회전자 위치를 추정하기 어려운 저속 구간에서 전동기의 초기 구동을 위해 사용된다. I-F 제어는 전압-주파수 제어(V-F control)에 비해 속도 특성이 우수하고 전류 제어를 사용하여 과도 구간에서 과전류를 억제하는 장점을 가진다. I-F 제어는 전류 크기 명령을 정격 전류로 설정하여 전 구간의 부하 조건에서 기동 가능하도록 하고 속도 명령을 점진적으로 증가시켜 회전자가 속도 명령을 추종하여 회전하도록 한다. 그림 1은 I-F 제어를 사용한 초기 기동 알고리즘의 한 예를 나타낸다.

초기 기동 알고리즘은 4가지 단계로 구성된다. 먼저 전동기의 초기 위치를 기동하기 위한 임의의 위치에 정렬시킨 후 I-F 제어 방법에 의해 속도 명령을 점진적으로 증가시키며 개루프 제어를 수행한다. 이후 회전자 위치를 추정하기 위한 충분한 속도가 되면 확장 역기전력 기반 센서리스 제어로 전환하여 폐루프 제어를 수행한다.

I-F 제어 시 초기에 부하 상태를 알 수 없으므로 전 부하 영역에서 기동할 수 있도록 전류 명령을 정격 전류의 크기로 설정하고 식 (1)과 같이 회전 좌표계의 값으로 설정한다.

$$\begin{aligned} i_d^* &= I_m \\ i_q^* &= 0 \end{aligned} \tag{1}$$

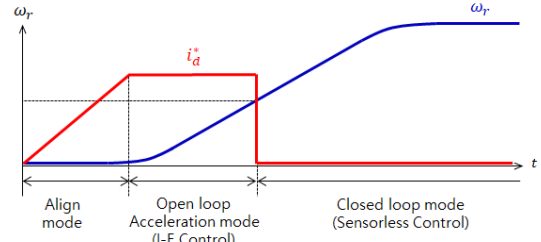


Fig. 1. Start-up algorithm.

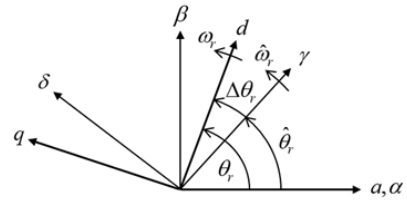


Fig. 2. Real & estimated dq axis.

따라서 전류 제어기에 피드백되는 전류 또한 회전 좌표계로 변환되어야 한다. 피드백 전류는 션트(Shunt) 저항으로 계측된 상전류를 위치 명령으로 좌표 변환하며 좌표 변환에 사용되는 회전자 위치 명령은 식 (2)와 같이 속도 명령을 적분하여 사용한다.

$$\theta_r^* = \int \omega_r^* dt \tag{2}$$

2.2 확장 역기전력 기반 센서리스 제어^[9]

확장 역기전력 기반 센서리스 제어는 영구자석 동기전동기에 인가되는 전압과 3상 권선에 흐르는 전류로부터 역기전력을 관측하여 회전자 위치를 추정하는 제어 방법이다. 역기전력은 모터의 속도에 비례하기 때문에 정지 및 저속 구간에서 회전자 위치 추정이 어려우므로 I-F 제어로 가속한 후 일정 속도 이상에서 센서리스 제어로 전환한다. 확장 역기전력 기반 센서리스 제어는 회전자 속도 및 위치 추정을 위해 다음과 같이 구성된다. 먼저 3상 전압 지령과 측정 전류를 추정된 회전자 위치를 통해 $\gamma\delta$ 축 추정 좌표계로 변환한다. 그리고 수학적 모델을 이용하여 추정된 $\gamma\delta$ 축 역기전력을 아크탄젠트 연산하여 위치 오차를 구하고 위상고정 루프(PLL)를 통해 영으로 수렴하게 하여 추정 속도와 위치를 검출한다. 여기서 위치 오차는 그림 2에 나타난 바와 같이 실제 회전자 위치와 추정 위치의 차이를 나타낸다.

영구자석 동기전동기의 $\gamma\delta$ 축 전압 방정식과 역기전력은 각각 식 (3)과 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_r \\ \cos \Delta\theta_r \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_r - \omega_r) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$E_{ex} = \omega_r \cdot ((L_d - L_q)i_d + \psi_f) - (L_d - L_q)i_q$$

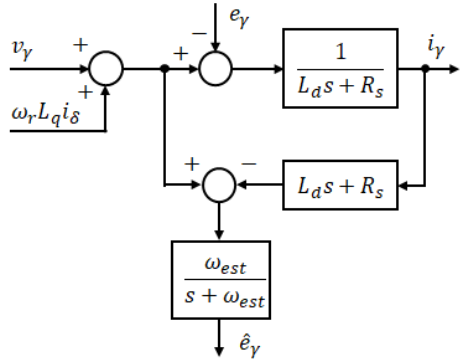


Fig. 3. Block diagram of extended EMF estimator.

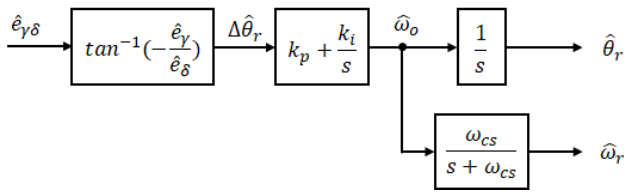


Fig. 4. Phase lock loop speed and position estimator.

식 (4)에서 속도 오차와 위치 오차가 작다고 가정하면 역기전력의 두 번째 항은 소거되어 $e_{\gamma\delta}$ 로부터 $\Delta\theta_r$ 를 구할 수 있다. $e_{\gamma\delta}$ 는 식 (3)으로부터 식 (5)로 나타낼 수 있으며, 이를 이용한 확장 역기전력 추정기의 블록도를 그림 3에 나타내었다

$$e_{\gamma} = v_{\gamma} + \omega_r L_q i_{\delta} - (R_s + pL_d) i_{\gamma} \quad (5)$$

$$e_{\delta} = v_{\delta} - \omega_r L_d i_{\gamma} - (R_s + pL_d) i_{\delta}$$

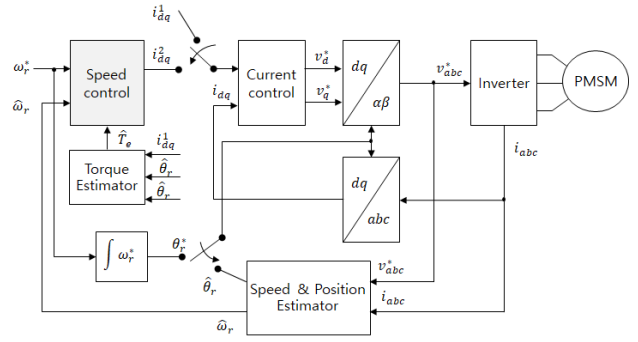
여기서 $\gamma\delta$ 축 전압은 전압 명령을 사용하고 $\gamma\delta$ 축 전류는 선트 저항으로 계측된 전류값을 회전자 추정 위치로 dq 변환하여 사용한다. 따라서 추정 위치 오차는 식 (5)의 실제 $\gamma\delta$ 축 역기전력을 저역 통과 필터링하여 얻은 추정 $\gamma\delta$ 축 역기전력을 아크탄젠트 연산하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta\hat{\theta}_r = \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{e}_{\gamma}}{\hat{e}_{\delta}}\right) \quad (6)$$

그림 4는 위상 고정 루프(PLL)를 이용한 속도 및 위치 추정기를 나타낸다. 추정된 회전자 위치 오차는 위상 고정 루프를 통해 영으로 수렴하도록 한다. 회전자의 추정 속도는 속도 제어기에 사용되므로 식 (7)과 같이 저역통과필터로 필터링하고 추정 위치는 추정 속도를 적분하여 구할 수 있다.

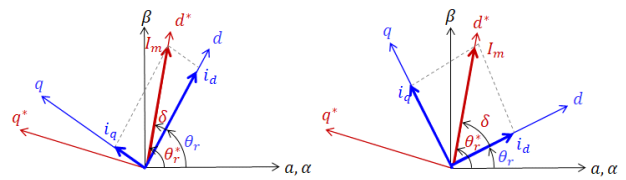
$$\hat{\omega}_r = \left(\frac{\omega_{cs}}{s + \omega_{cs}}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \Delta\hat{\theta}_r \quad (7)$$

$$\hat{\theta}_r = \frac{1}{s} \hat{\omega}_r$$



1 : I-F Control / Position command
2 : EEMF Sensorless Control / Estimated position

Fig. 5. Block diagram of sensorless transfer algorithm.



(a) Light load condition (b) Heavy load condition

Fig. 6. Current vector and load angle (open loop control).

2.3 제안된 센서리스 전환 알고리즘

I-F 제어 구간에서는 속도 제어가 사용되지 않고 센서리스 제어로 전환 시 속도 제어가 동작하게 되므로 속도 제어기의 초기 적분값이 중요한 의미를 갖는다. 즉 센서리스 전환 구간에서 부하의 크기에 따른 속도 제어기의 적분값을 적절히 보상해주어야 매끄러운 전환이 가능하다. 속도 제어기의 적분값은 토크의 크기이므로 I-F 제어 구간에서 부하의 크기에 맞는 토크값을 추정하여 센서리스 전환 시점에 보상하며 보상하기 위한 토크는 다음과 같이 추정한다. 먼저 I-F 제어 기반인 회전자 위치 명령 θ_r^* 과 확장 역기전력 기반 센서리스 제어로 추정한 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$ 의 차이인 부하각을 추정하고, 추정한 부하각과 I-F 제어기의 전류 명령으로부터 보상할 토크를 계산한다.

그림 5는 제안된 센서리스 전환 알고리즘의 블록도를 나타낸다. I-F 제어 구간에서 전류 제어기의 피드백에 사용되는 전류는 속도 명령을 적분한 위치 명령 θ_r^* 에 의해 좌표 변환되므로 실제 회전자 위치 기반의 dq축 전류와는 다르게 나타난다. 부하가 작을 경우 그림 6(a)에 나타난 바와 같이 전류벡터가 인가되는 회전자 위치 명령 θ_r^* 기반 d^* 축과 실제 회전자 자속이 존재하는 d 축과의 차이인 부하각이 작게 나타난다. 따라서 I-F 제어 시 d^* 축에 동기된 전류벡터를 인가할 경우 실제 회전자 위치 기반의 q축 전류는 작게 나타나므로 부하가 작은 것을 알 수 있다. 반면 그림 6(b)와 같이 부하가 큰 경우 d^* 축과 d 축과의 차이인 부하각은 크게 나타나고, I-F 제어 시 d^* 축에만 존재하는 전류벡터는 실제 회전자 위치 기반에서는 q축 전류도 크게 나타나므로 부하가

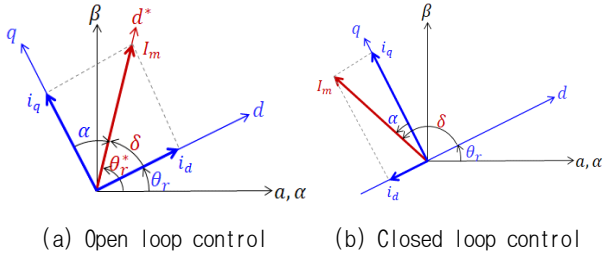


Fig. 7. Current vector and load angle.

크다는 것을 알 수 있다. 결론적으로 실제 회전자 위치, 즉 d 축은 I-F 제어시 위치 명령 기반으로 인가되는 전류벡터에 대해 부하각만큼 위상 지연된 상태로 회전함을 알 수 있다. 부하각은 위치 명령과 회전자 속도가 위치한 d 축이 이루는 각으로 정의했으므로, 확장역기전력 추정기를 통해 회전자 위치가 정확히 추정되었다고 가정하면 부하각은 식 (8)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\delta} = \theta_r^* - \hat{\theta}_r \quad (8)$$

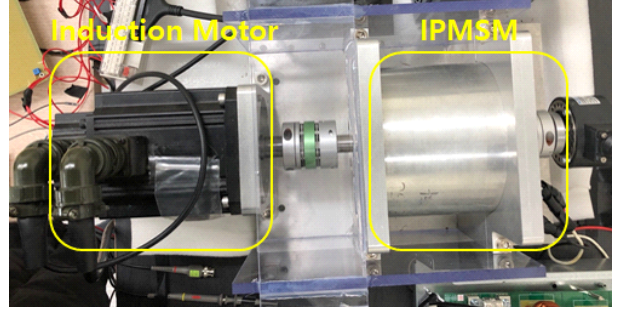
실제 회전자 위치로 변환된 dq 축 전류는 전류 명령과 부하각으로부터 식 (9)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{d_open} &= i_d^* \cos \hat{\delta} - i_q^* \sin \hat{\delta} \\ i_{q_open} &= i_d^* \sin \hat{\delta} + i_q^* \cos \hat{\delta} \end{aligned} \quad (9)$$

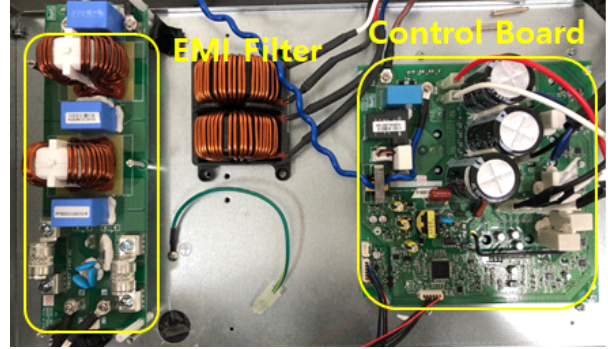
위 식을 통해 최종적으로 전환 구간에서 속도 제어기의 적분값에 보상할 토크는 식 (10)와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{4} (\psi_f i_{q_open} + (L_d - L_q) i_{d_open} i_{q_open}) \quad (10)$$

I-F 제어에서 센서리스 제어로 전환 시 센서리스 제어 모드의 초기 전류벡터는 식 (10)을 통해 추정된 토크 값을 토크 상수로 나누어 구한 전류벡터의 크기와 MTPA(Maximum torque per ampere) 운전을 위한 진상각(Lead angle)으로부터 dq 전류 명령을 계산하여 센서리스 제어를 수행하게 된다. I-F 제어와 센서리스 제어 시 각각의 실제 dq 축 전류는 그림 7과 같이 다르게 나타난다. I-F 제어 구간의 dq 축 전류는 모두 양의 값을 가지므로 음의 릴럭턴스 토크를 나타내고 부하토크보다 더 큰 마그네틱 토크를 발생해야 하므로 효율이 나쁘게 운전됨을 알 수 있다. 반면 폐루프 센서리스 제어 시 음의 d 축 전류를 인가함으로써 릴럭턴스 토크도 양의 값을 갖게 하여 전체 전류벡터의 크기를 작게 할 수 있으므로 효율적으로 운전됨을 알 수 있다. 따라서 I-F 제어에서 센서리스 제어로 전환 시 d 축 전류는 양의 값에서 음의 값으로 바뀌게 되고 q 축 전류는 전 부하 구간에서 항상 줄어들게 된다.



(a) Motor setup



(b) Control board

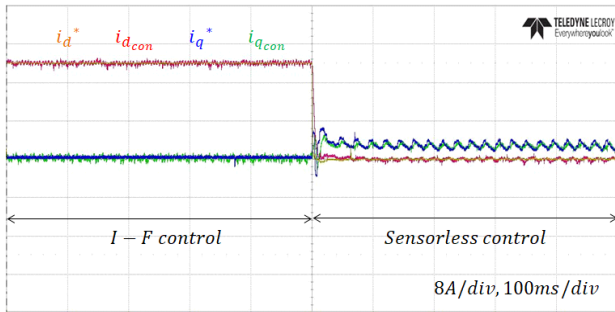
Fig. 8. Experimental setup.

TABLE I
IPMSM PARAMETERS

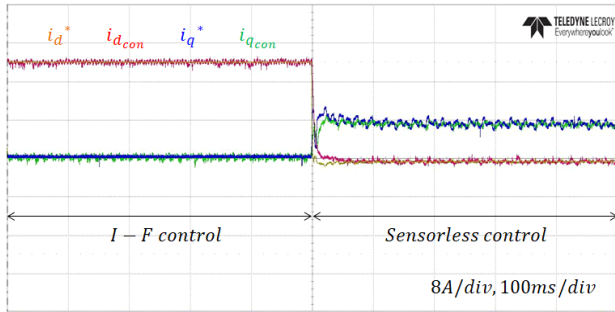
Parameter	Symbol	Value	Unit
Phase resistance	R_s	0.2	Ω
d-axis inductance	L_d	3.37	mH
q-axis inductance	L_q	5.81	mH
Number of poles	P	6	
EMF constant	ψ_f	0.157	Wb
Rated speed	ω_{rat}	3,780	rpm
Rated torque	T_{rat}	9.4	Nm
Switching frequency	f_{pwm}	5	kHz

3. 실험 결과

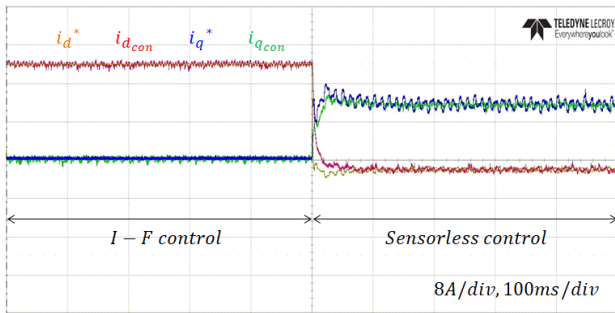
본 논문에서 제안한 알고리즘을 검증하기 위해 에어컨 실외기용 매입형 영구자석 동기전동기를 이용하여 실험을 진행하였으며 그림 8에 실험 세트를 나타내었다. 제어 보드는 전원부와 제어부로 구성되며 제어부의 MCU는 TMS320F2806를 사용하였다. 시험용 매입형 영구자석 동기전동기는 속도제어 알고리즘을 검증하기 위하여 다이내모 부하인 유도 전동기는 토크를 제어하여 일정 부하가 걸리도록 구성하였다. 영구자석 동기전동기의 상수는 표 1과 같이 돌극 성분이 존재하는 IPM (Interior PM) 타입이며 전류는 2상 션트(Shunt) 저항으로 계측하여 사용된다.



(a) 20% load



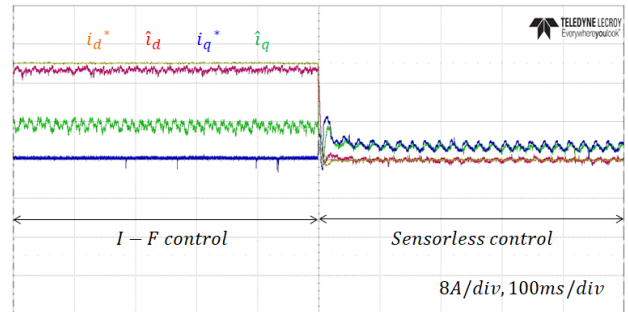
(b) 50% load



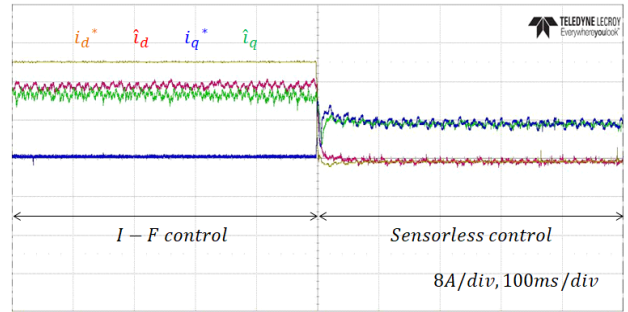
(c) 80% load

Fig. 9. Current command and feedback current.

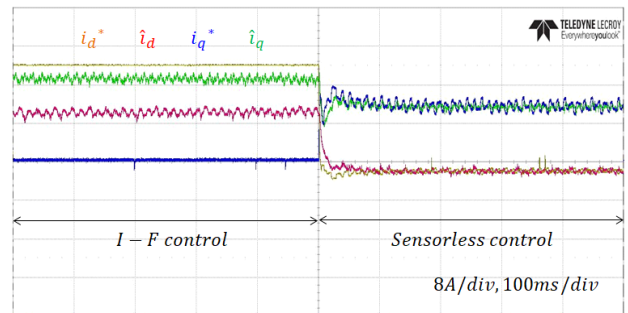
그림 9는 부하가 정격부하의 20%, 50%, 80% 일 때 I-F 제어 구간과 센서리스 제어 구간에서의 전류 명령과 피드백 전류를 나타낸다. 여기서 i_{dq}^* 는 dq축 전류 명령을 나타내고 i_{dqcon} 은 전류 제어기에 피드백되는 전류를 나타낸다. 피드백 전류는 선트 저항으로 계측된 상전류를 회전자 위치로 좌표 변환되며, I-F 제어 구간에서는 위치 명령이 사용되고 센서리스 제어 구간에서는 추정 위치가 사용된다. 전류 명령의 크기는 모든 부하에서 센서리스 전환이 가능하기 위해 정격전류인 20A로 설정하였다. I-F 제어 구간에서 d축에 전류 명령을 인가하고 속도를 점진적으로 증가시켜 일정 속도 이상에서 센서리스 제어로 전환된다. 피드백 전류는 전류 제어기에 피드백되는 전류를 의미하며 I-F 제어 구간에서는 선트 저항으로부터 계측된 3상 전류를 위치 명령으로 좌표 변환한 전류를 사용하고, 센서리스 제어 구간에서는 확장 역기전력 기반 위치 추정기를 통해 추정된 회전자 위치를 사용하여 좌표 변환된 전류를 사용한다. I-F



(a) 20% load



(b) 50% load



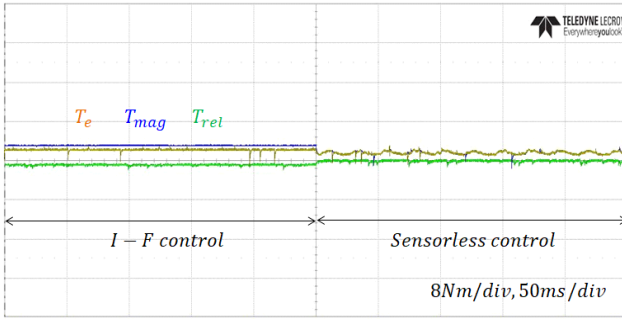
(c) 80% load

Fig. 10. Current command and estimated current.

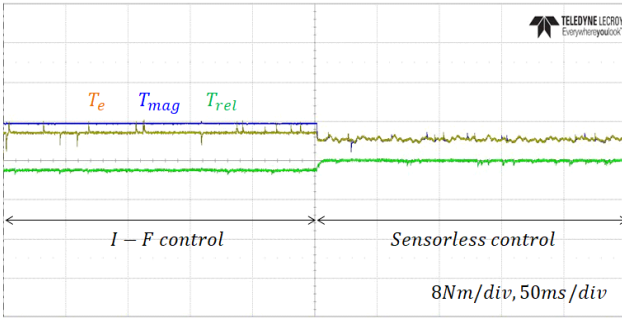
제어 구간에서 피드백 전류가 전류 명령을 다양한 부하 구간에서 잘 추종하고 있음을 확인할 수 있다.

센서리스 전환 이후 센서리스 제어 구간에서는 부하의 크기가 커짐에 따라 d축 전류 명령은 음의 방향으로 커지게 되고, q축 전류 명령은 양의 방향으로 커지게 된다. 센서리스 제어 영역에서 추정 회전자 위치로 변환된 dq 전류는 MTPA 운전을 위한 전류 명령을 잘 추종하므로 MTPA 제어가 잘 수행되는 것을 확인할 수 있다.

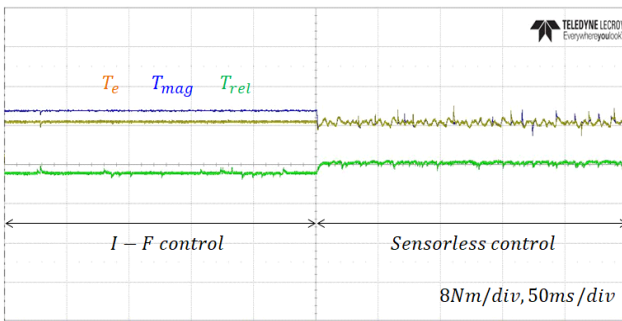
그림 10은 부하가 정격부하의 20%, 50%, 80%일 때 I-F 제어 구간과 센서리스 제어 구간에서의 전류 명령과 회전자 추정 위치 기반의 추정 dq전류를 나타낸다. dq축 전류는 부하의 크기가 커질수록 전류 명령에 부하만큼 지연되어 회전하게 되므로 I-F 제어 구간에서 추정된 dq축 전류를 통해 부하의 상태를 알 수 있다. I-F 제어 구간에서 d축 전류는 부하가 작을수록 크게 나타나고 q축 전류는 부하가 클수록 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다.



(a) 20% load



(b) 50% load

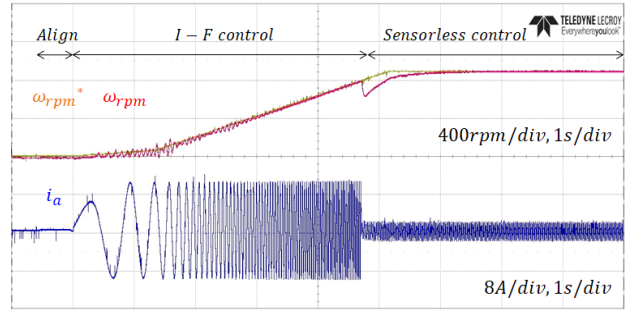


(c) 80% load

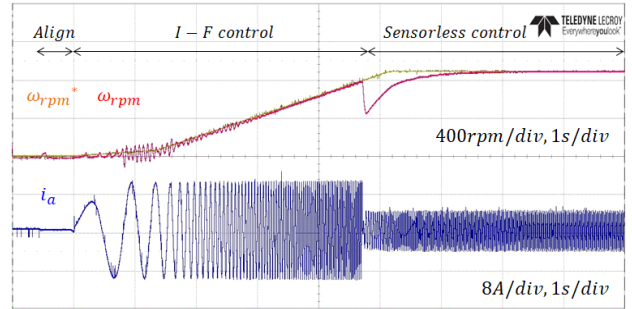
Fig. 11. Estimated torque.

그림 11은 전환 구간에서 보상할 추정된 토크값을 나타낸다. 셉트 저항으로 계측된 3상 전류와 추정 위치를 통해 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크 그리고 전체 구동 토크를 다양한 부하 구간에서 추정하였다. I-F 제어 구간에서 마그네틱 토크는 양의 값으로 더 크게 나타나고 릴럭턴스 토크는 음의 값으로 나타난다. 부하의 크기가 커질수록 마그네틱 토크가 커지고 릴럭턴스 토크는 음의 방향으로 커지는 것을 확인할 수 있다. 추정된 토크는 전환 구간에 보상되며 센서리스 제어 구간의 토크와 비교하였을 때 다양한 부하 구간에서 적절히 보상되고 있음을 확인할 수 있다.

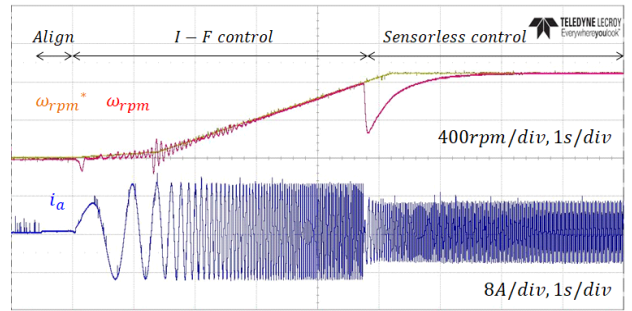
그림 12는 부하의 크기가 고려되지 않은 기존의 센서리스 전환 알고리즘의 속도 명령과 실제 속도 그리고 a상 전류를 나타낸다. 속도 명령과 실제 속도를 통해 센서리스 제어로 전환 시 속도 특성에 대해 확인할 수 있고 a상 전류를 통해 부하의 크기를 확인할 수 있다. 부하토크가 걸려 있는 상황에서 센서리스 제어로 전환 시 속도 제어기의 적분값에 부하토크가 고려되지 않으므로



(a) 20% load



(b) 50% load



(c) 80% load

Fig. 12. Speed reference and real speed (conventional method).

전 부하 조건에서 회전자 속도에 언더슈트가 발생하게 된다. 정격 토크의 20% 부하에서는 전환 시 약 90[rpm]의 속도 언더슈트, 50% 부하에서는 약 380[rpm]의 속도 언더슈트, 80% 부하에서는 약 660[rpm]의 속도 언더슈트가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 전 부하 구간에서 큰 폭의 속도 언더슈트가 발생하게 되어 센서리스 제어로 전환 시 소음이 발생하며 센서리스 전환에 실패할 확률이 높아지게 된다. I-F 제어에서 센서리스 벡터 제어로 전환 시 부하를 고려하지 않을 경우 속도 언더슈트가 크게 발생하므로 안정적인 전환을 위해서는 속도 제어기 대역폭을 증가시킬 필요가 있지만, 속도 제어기는 가장 바깥쪽에 위치하여 비교적 작은 대역폭을 가져야 하므로 속도 제어기 대역폭 설계 시 제한이 생기게 된다. 또한 스위칭 손실이 문제가 되는 응용 분야의 경우 스위칭 주파수를 더 낮게 설계해야 할 필요가 있다. 이 경우 스위칭 주파수를 낮게 설정함으로써 속도 제어기의 대역폭이 낮아질 경우 큰 부하가 걸릴 때 센서리스 전환 구간에서 탈조할 가능성이 커지게 된다.

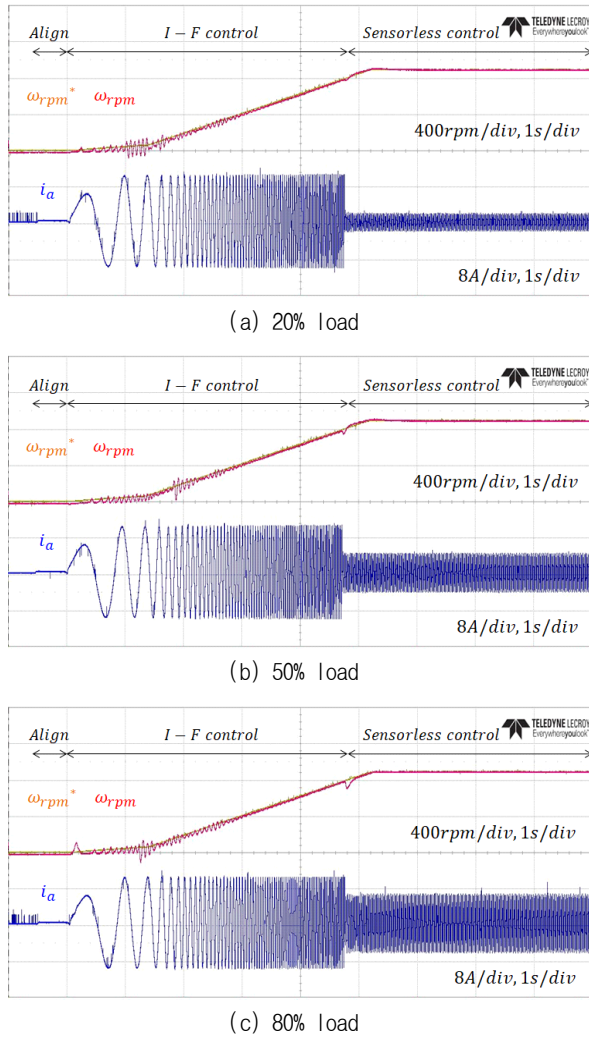


Fig. 13. Speed reference and real speed (proposed method).

그림 13은 부하의 크기가 고려된 제안하는 센서리스 전환 알고리즘의 속도 명령과 실제 속도 그리고 a상 전류를 나타낸다. 기존의 센서리스 전환 알고리즘과 동일한 조건에서 비교하였다. 먼저 회전자를 임의의 위치에 강제 정렬시키고 I-F 제어를 통해 속도를 점진적으로 증가시켰다. 속도 명령은 900[rpm]까지 증가시켰으며 800[rpm]에서 센서리스 제어로 전환하였다. 정격 토크의 20% 부하에서는 전환 시 약 40[rpm], 50% 부하에서는 약 30[rpm]의 속도 오버슈트가 발생하였고 80% 부하에서는 약 50[rpm]의 속도 언더슈트가 발생하는 것을 확인하였다. 기존 방법에 비해 전환 시 속도 오버슈트나 언더슈트가 크게 줄어들음을 알 수 있다. 그럼에도 불구하고 전환 시 나타나는 작은 양의 속도 오버슈트는 속도 제어기의 적분기에 보상되는 보상토크의 오차와 속도가 증가하는 구간에서 센서리스 제어로 전환함으로써 발생하는 회전자 추정위치의 오차에 의한 것으로 판단된다. 그러나 전 부하 구간에서 속도 오버슈트는 전환 시 속도 800[rpm]의 6% 이내로 나타나고 매끄럽게 전환됨을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 I-F 제어에서 센서리스 제어로 전환 시 다양한 부하 조건에서 매끄럽게 전환하기 위하여 마그네틱 토크와 킬턴스 토크 성분을 모두 포함하는 토크값을 추정하여 속도 제어기의 적분기에 보상하는 방법에 대해 제안하였다. 먼저 I-F 제어와 확장 역기전력 기반 센서리스 제어 특성을 검토하였다. 그리고 I-F 제어 구간에서 추정된 회전자 위치와 전류로부터 부하각을 추정하고 모드 전환 시의 토크 크기를 속도 제어기의 초기값으로 보상하였다. I-F 제어 구간과 센서리스 제어 구간에서의 추정 토크값을 비교하여 센서리스 전환 시 토크가 적절히 보상되었음을 확인하였고 기존의 센서리스 전환 알고리즘과 비교하여 전 부하 구간에서 속도 오버슈트가 줄어들음을 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 2021년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20184030202270)

References

- [1] H. Kim, M. C. Harke, and R. D. Lorenz, "Sensorless control of interior permanent magnet machine drives with zero-phase-lag position estimation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 3, pp. 1661-1667, Oct. 2002.
- [2] J. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 761-767, May 2003.
- [3] K. W. Lee and J. Ha, "Evaluation of back-EMF estimators for sensorless control of permanent magnet synchronous motors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 604-614, Jul. 2012.
- [4] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thogersen, "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, May 2003.
- [5] J. Itoh, N. Nomura, and H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," in *Power Conversion Conference (PCC)*, Vol. 3, pp. 1310-1315, Apr. 2002.
- [6] J. H. Jang, J. I. Ha, M. Ohto, K. Ide, and S. K. Sul, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," *IEEE*

Trans. on Industry Applications, Vol. 40, No. 6, pp. 1595-1604, Nov. 2004.

- [7] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 1, pp. 45-51, Oct. 1997.
- [8] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force," in *IEEE-IAS Annu. Meeting*, Rome, Italy, Vol. 3, pp. 1814-1819, Oct. 2000.
- [9] 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. on Industry Applications*, Vol. 38, pp. 1054-1061, Aug. 2002.
- [10] I. Boldea, A. Moldovan, and L. Tutelea, "Scalar V/f and I-f control of AC motor drives: An overview," in *2015 Int'l Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)*, pp. 8-17, 2015.
- [11] M. Fatu, R. Teodorescu, I. Boldea, G. Andreescu, and F. Blaabjerg, "I-F starting method with smooth transition to EMF based motion-sensorless vector control of PM synchronous motor/generator," in *IEEE Power Electronics Spectialists Conference (PESC)*, Rhodes, pp. 1481-1487, 2008.
- [12] A. Stirban, I. Boldea, G. Andreescu, D. Iles, and F. Blaabjerg, "Motion sensorless control of BLDC PM motor with offline FEM info assisted state observer," in

12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Basov, pp. 321-328, 2010.



김동현(金東炫)

1994년 10월 17일생. 2019년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2021년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2021년~현재 위니아딴채 인버터개발팀 연구원.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 전자공학과 교수. 당 학회 편집위원장, 학술위원장 역임



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 전자공학과 교수. 당 학회 편집위원장, 학술위원장 역임. 현재 당 학회 총무이사.