

# 영구자석 동기 전동기의 I-F 구동과 센서리스 구동을 위한 속도 제어 절환 기법

## Speed Controller Transition Method for I-F Operation and Sensorless Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor

김 동 옥\*, 김 성 민\*

Dong-Uk Kim\*, Sungmin Kim\*

### Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motors(PMSMs) have a wider range of applications due to their high output density and high efficiency. PMSMs are used not only in high-power density, high-performance motor-driven systems such as vehicle and robots, but also in systems where cost-cutting is very important, such as washing machines, air conditioners and refrigerators. To reduce costs, position sensorless control is required, which is generally difficult to be used under conditions of starting the motor. Thus, the I-F speed control that rotates the current vector at any speed in the starting procedure should be used at first, and then the sensorless speed control could be applied after PMSM rotates above a certain speed. Speed control performance in I-F speed control and sensorless speed control is very important. And more speed control performance should be maintained even in the transient in which the two control techniques are changed. In this paper, the speed controller transition method from I-F speed control to sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor is proposed. Experiments were carried out on the washing machine drive system to verify the performance of the proposed technique.

### 요 약

영구자석 동기 전동기는 출력 밀도가 높고 효율이 높다는 장점 때문에 적용 범위가 넓어지고 있다. 자동차나 로봇과 같은 고전력밀도, 고성능 전동기 구동 시스템뿐만 아니라 세탁기, 에어컨, 냉장고와 같은 비용 절감이 매우 중요한 시스템에도 영구자석 동기 전동기가 사용되고 있다. 비용 절감을 위해 회전자 위치 센서를 제거하는 센서리스 제어가 필요한데, 일반적으로 센서리스 제어는 전동기를 기동하는 조건에서는 사용하기 어렵다. 따라서 초기 기동에서는 전류 벡터를 임의의 속도로 회전시키는 I-F 속도 제어를 사용하고, 특정 속도 이상이 되면 센서리스 속도 제어로 절환해야 한다. I-F 속도 제어와 센서리스 속도 제어에서의 속도 제어 성능도 중요하지만 두 제어 기법이 절환되는 과도 상태에서도 속도 제어 성능을 유지해야 한다. 본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 센서리스 속도 제어를 위해 I-F 속도 제어에서 센서리스 속도 제어로의 절환 기법을 제안한다. 제안된 기법의 성능을 확인하기 위해 세탁기 구동 시스템에서 실험을 수행하였다.

*Key words* : Sensorless Control Transition Method, PMSM Control, Sensorless Control, Speed Control, I-F Control

\* Division of Electrical Engineering, Hanyang University, ERICA Campus

★ Corresponding author

E-mail : ksminmoon@hanyang.ac.kr, Tel : +82-31-400-5172

※ Acknowledgment

This work was supported by the New & Renewable Energy Core Technology Program of the Korea Institute of Energy Technology Evaluation and Planning (KETEP) granted financial resource from the Ministry of Trade, Industry & Energy, Republic of Korea under Grant 20163030031830.

Manuscript received Jun. 12, 2019; revised Jun. 17, 2019; accepted Jun. 18, 2019.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

## 1. 서론

영구자석 동기 전동기는 출력 밀도와 효율이 유도 전동기에 비해 높기 때문에 전동기 구동 시스템의 부피를 줄이고 구동 성능을 높일 수 있다는 장점을 가지고 있다. 자동차나 로봇과 같은 고전력 밀도, 고성능 전동기 구동 시스템뿐만 아니라 세탁기, 에어컨, 냉장고와 같은 저가의 가전 제품에도 영구자석 동기 전동기의 적용 범위가 확대되고 있다. 따라서 영구자석 동기 전동기 구동 시스템의 비용 절감이 매우 중요하며, 이를 위해서 회전자 위치 센서를 제거하여 구동하는 위치 센서리스 제어가 필수적이다.

동기 전동기의 순시 토크 제어를 위해서는 회전자 위치 정보가 반드시 필요하다. 일반적으로 영구자석 동기 전동기에는 회전자의 위치 정보를 얻기 위해 홀센서, 엔코더, 레졸버와 같은 회전자 위치 센서를 사용한다. 회전자 위치 센서는 전동기의 부피를 증가시키고 비용을 매우 높일 뿐만 아니라 위치 정보를 전달하는 과정에서 측정 오차 등을 발생시켜 제품의 신뢰성을 떨어뜨리게 된다. 이를 해결하기 위해 위치 센서없이 회전자 위치를 추정하는 센서리스 제어 기법이 영구자석 동기 전동기의 구동 시스템에 널리 적용되고 있다[1-2].

센서리스 제어는 영구자석 동기 전동기의 전기적 모델을 기반으로 회전자 위치를 추정하여 제어하기 때문에 전동기에 인가되는 전압과 전류를 정확히 알아야 한다. 전동기에 흐르는 전류는 센서를 통해 비교적 정확히 측정할 수 있지만 전동기에 인가되는 전압은 직접 측정이 어렵다. 따라서 전동기에 인가되는 전압으로는 측정된 전압 대신 인버터를 제어하는 제어 알고리즘으로부터 결정된 전압 지령을 사용한다. 이상적인 인버터는 제어기로부터 전달된 전압 지령을 정확하게 출력하게 된다. 하지만, 데드타임으로 인한 인버터의 비선형성으로 인해 인버터의 전압 지령과 실제 출력 전압은 오차를 가지고 있다. 전압 지령이 큰 경우, 전압 지령과 실제 출력 전압의 오차는 중요하지 않지만, 전압 지령의 값이 작을 경우에는 데드타임에 의한 출력 전압 오차가 상대적으로 크다. 인버터로 전동기를 구동할 경우, 전동기의 회전 속도가 정격 속도의 수십 % 이상이 될 경우, 전압 지령과 실제로 인가되는 전압의 차이가 크지 않지만 전동기가 정지되어

있는 조건이나 저속 운전 조건에서는 전압 지령과 실제 전압의 오차가 매우 크다. 따라서 전동기의 기동 조건이나 저속 운전 조건에서는 전압 정보의 부정확함으로 인해 전동기의 모델을 기반으로 회전자 위치를 추정하는 센서리스 제어가 매우 어렵다.

인버터의 데드타임의 영향에 따라 다르지만 일반적으로 전동기 정격 속도의 10% 이상의 속도에서는 센서리스 제어를 비교적 쉽게 적용할 수 있다. 따라서 센서리스 제어를 위해서는 일정 수준의 속도까지는 전동기의 회전자 위치 정보를 사용하지 않고 전동기를 회전시켜야 한다. 이를 위해서는 영구자석 동기 전동기를 위치센서 없이 초기 구동하는 과정이 필요하다. 초기 구동 방법에는 여러 가지가 있으나 기동 속도가 빠르지 않은 시스템에서는 전류-주파수(I-F) 제어가 간단하게 적용될 수 있다. I-F 제어는 일정 크기의 전류 벡터를 원하는 속도의 주파수로 회전시키는 개루프 속도 제어 방법이다. I-F 제어는 정지되어 있는 영구자석 동기 전동기에 정격 전류가 흐르도록 임의의 동기 좌표계에서 전류 제어를 하고, 임의의 동기 좌표계의 기준각을 0Hz부터 특정 주파수까지 천천히 주파수를 증가시키며 동기 좌표계를 회전시킨다. 회전자의 영구자석은 회전하는 고정자 자속에 동기되어 회전하게 된다. 그러나 임의로 회전하는 동기 좌표계의 동기각은 실제 영구자석 동기 전동기의 회전자 위치와 오차를 가지게 된다. 전동기의 정격 속도의 수십%의 속도로 회전하게 되면 센서리스 알고리즘으로 회전자 위치를 비교적 정확하게 파악할 수 있다. 회전자 위치 정보를 얻게 되면 I-F 제어에서 센서리스 제어로 제어 알고리즘을 전환해야 한다[3-5].

I-F 제어에서 센서리스 제어로의 전환 과정에서는 전동기를 제어하는데 필요한 중요한 변수들의 불연속이 발생하게 된다. 회전자 위치 정보의 불연속 뿐만 아니라 속도 제어기의 출력인 전류 지령, 동기 좌표계 전류 제어기 내부의 제어 변수들이 전환 과정에서 불연속적으로 변하게 된다. 이는 제어 알고리즘의 전환 과정에서 전동기 제어 성능을 급격히 저하시켜 급가속/급감속 등이 일어나게 되므로 인해 전동기가 멈추게 될 수도 있다[6-8].

본 논문은 I-F 제어에서 센서리스 제어로의 전환 시 속도 제어의 과도 특성을 개선하는 전환 기법을 제안한다. 서로 다른 두 제어의 전환 과정에서 발

생하는 불연속 변수들의 영향을 식별하고, 안정적으로 제어 전환이 일어날 수 있는 방법을 제시한다.

### II. I-F 속도 제어 기법

I-F 속도 제어 기법은 영구자석 동기 전동기의 회전자 위치 정보를 취득할 수 없는 조건에서 정지되어 있는 전동기를 기동하기 위해 일정 크기의 전류 벡터를 임의의 속도로 회전시키는 방법이다. 전압 벡터를 임의의 속도로 회전시키는 V/F 제어와는 달리 과도 조건에서 과전류의 발생을 억제할 수 있으며, 정격 전류 벡터의 회전 속도를 천천히 증가시킬 경우, 정격 부하 조건에서도 기동이 가능하다.

그림 1은 I-F 속도 제어 기법의 구조를 간략히 나타내고 있다. 임의의 속도로 회전하는 I-F 좌표계에서 q축에 정격 전류가 흐르도록 제어한다. 회전하는 고정자 전류 벡터에 의해 회전자 자석이 힘을 받아 회전하게 된다. 이때 발생하는 토크는 I-F 속도 제어를 위해 임의로 회전하는 I-F 좌표계와 실제 회전자 동기 좌표계의 동기각과의 차이에 의해 결정된다. 기동시 부하 토크에 대해 사전에 알지 못하므로, I-F 속도 제어에서 회전시키는 전류 벡터의 크기는 일반적으로 정격 전류로 한다. I-F 속도 제어에서 정격 전류 벡터를 회전시킴으로써 전 부하 조건에서의 기동을 가능하게 한다. I-F 속도 제어를 위한 전류 지령은 식 (1)과 같이 결정할 수 있다.

$$i_{dqIF}^{rIF*} = \begin{cases} i_{dsIF}^{rIF*} = 0 \\ i_{qsIF}^{rIF*} = I_{IF} = I_{rated} \end{cases} \quad (1)$$

그림 2는 정지 좌표계와 회전자 동기 좌표계, 그리고 I-F 제어를 위해 임의로 회전시키는 I-F 좌표계의 관계를 도시하고 있다. I-F 속도 제어에서 정격 전류 벡터를 회전시키기 때문에 부하 토크가 정격 부하 토크보다 작을 경우, I-F 좌표계는 실제 회전자의 동기 좌표계보다 지연되어 회전하게 된다. 동기 좌표계와 I-F 좌표계의 동기각 차이를 식 (2)와 같이 표현한다.

$$\theta_{err} = \theta_r - \theta_{IF} \quad (2)$$

일반적인 영구자석 동기 전동기의 출력 토크는 식 (3)과 같이 동기 좌표계의 d축 전류와 q축 전류,

그리고 전동기의 제정수에 의해서 결정된다. I-F 속도 제어에서는 I-F 좌표축과 실제 동기 좌표축에 각 오차가 존재하기 때문에 I-F 좌표축에 흐르는 d/q축 전류는 동기 좌표계의 d/q축에서 식 (4)와 같이 변환된다. 따라서, I-F 속도 제어에서 출력되는 토크는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \lambda_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \} \quad (3)$$

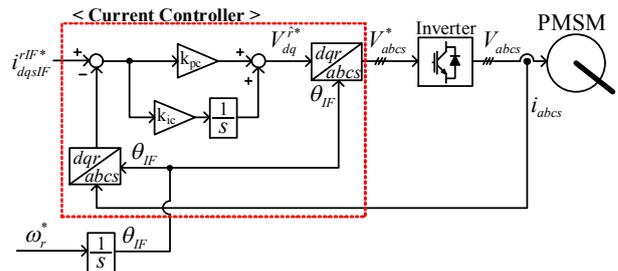


Fig. 1. Block diagram of I-F speed control method.

그림 1. I-F 속도 제어 기법의 블록도.

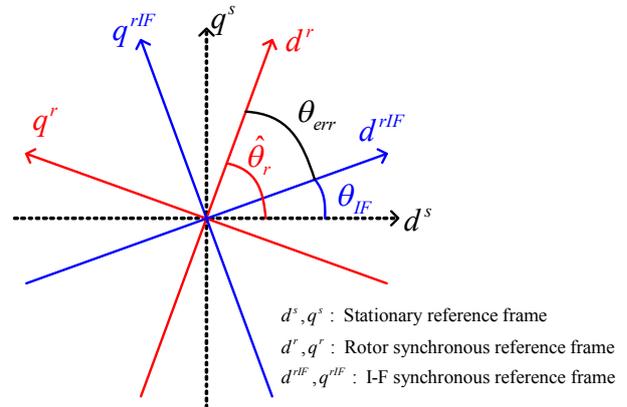


Fig. 2. Relations of stationary / rotor synchronous / I-F synchronous reference frames.

그림 2. 정지 좌표계, 회전자 동기 좌표계와 I-F 좌표계의 관계

$$\begin{bmatrix} i_{dsIF}^r \\ i_{qsIF}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{err} & \sin \theta_{err} \\ -\sin \theta_{err} & \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsIF}^{rIF} \\ i_{qsIF}^{rIF} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_{IF} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \lambda_f i_{qsIF}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{dsIF}^r i_{qsIF}^r \} \quad (5)$$

그림 3은 부하에 따라 동기 좌표계와 I-F 좌표계의 상대적 위치를 나타내고 있다. 그림 3은 동기 좌표계의 전류 평면 위에 동일한 토크를 발생시키는 토크 곡선을 도시하였다. 이때, 경부하 조건에서는 낮은 토크가 발생하여야 하므로 I-F 좌표계에서 회전하는 정격 전류 벡터는 동기 좌표계에서 낮은

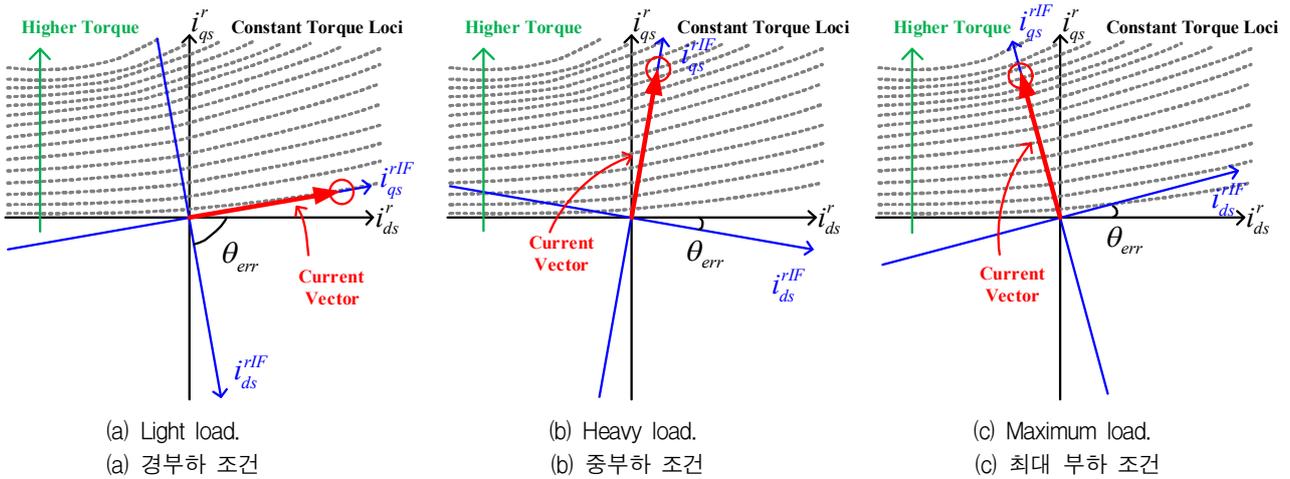


Fig. 3. Relationship between synchronous current plane and I-F current plane according to load condition.

그림 3. 부하조건에 따른 동기 좌표계 전류 평면과 I-F 전류 평면의 관계

토크 곡선과 만나야 한다. 그림 3(a)에서 도시된 것 같이 동기 좌표계와 I-F 좌표계의 동기각 차이 ( $\theta_{err}$ )는 90도에 가깝다. 부하 토크가 증가할수록, I-F 좌표계의 전류 벡터는 동기 좌표계의 높은 토크 곡선과 만나야 한다. 따라서 그림 3(b)와 같이 I-F 좌표계의 동기각이 동기 좌표계를 기준으로 증가하게 된다. 부하 토크가 증가할 수 있는 최대 토크는 전동기가 정격 전류로 발생시킬 수 있는 최대 토크 운전점이 된다. 표면부착형 영구자석의 경우 동기 좌표계와 I-F 좌표계가 일치하는 조건에서 최대 토크를 발생시킨다. 반면 매입형 영구자석 동기 전동기는 I-F 좌표계의 동기각이 실제 동기 좌표계의 동기각보다 앞설 수도 있다. 그림 3(c)는 매입형 영구자석 동기 전동기의 최대 부하 조건에서 동기 좌표계 관계를 도시하고 있다.

### III. 전류 모델 기반 회전자 위치 추정 기법

동기 전동기의 센서리스 제어를 위해서는 회전자의 위치를 추정하는 기법이 구현되어야 한다. 일반적인 동기 전동기의 회전자 위치 추정 기법은 전동기의 전기적 모델을 기반으로 한다. 전동기의 전류 모델을 기반으로 회전자 위치를 추정하는 기법은 매 샘플링 시점의 전류를 예측하고, 예측값과 실제값의 오차 정보로부터 회전자 위치 오차를 추정한다. 전류 모델 기반의 회전자 위치 추정 기법은 다음의 중요한 아이디어를 기반으로 한다.

- 1) 정확한 전동기의 전류 모델로부터 다음 샘플링 시점의 전류를 정확히 예측할 수 있다.
- 2) 정확한 전류 모델에서 예측된 전류와 샘플링된 전류의 오차는 회전자 위치 오차에 기인한다.
- 3) 따라서 전류 오차로부터 회전자 위치 오차의 정보를 추출할 수 있다.

동기 좌표계에서 영구자석 동기 전동기의 전류 모델은 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}^r}{dt} &= \frac{1}{L_{ds}} (v_{ds}^r - R_s i_{ds}^r + \omega_r L_{qs} i_{qs}^r) \\ \frac{di_{qs}^r}{dt} &= \frac{1}{L_{qs}} (v_{qs}^r - R_s i_{qs}^r - \omega_r L_{ds} i_{ds}^r - \omega_r \lambda_f) \end{aligned} \quad (6)$$

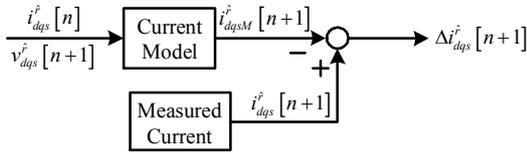
따라서 출력 전압 지령을 알고있다면, 다음 샘플링에서 측정된 전류는 식 (7)과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{dsM}^r[n+1] &= i_{ds}^r[n] \\ &+ \frac{1}{L_{ds}} (v_{ds}^r[n+1] - R_s i_{ds}^r[n] + \omega_r L_{qs} i_{qs}^r[n]) \\ i_{qsM}^r[n+1] &= i_{qs}^r[n] \\ &+ \frac{1}{L_{qs}} (v_{qs}^r[n+1] - R_s i_{qs}^r[n] - \omega_r L_{ds} i_{ds}^r[n] - \omega_r \lambda_f) \end{aligned} \quad (7)$$

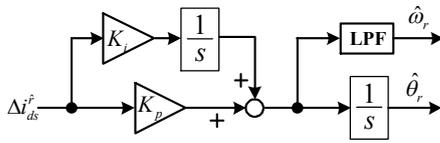
만약 추정된 회전자의 동기각과 실제 회전자 동기각에 오차가 식 (8)과 같이 존재한다면, 추정된 동기 좌표계에서의 전류 모델은 식 (9)과 같이 수정된다.

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}^{\hat{r}}}{dt} &= \frac{1}{L_{ds}} \left( v_{ds}^{\hat{r}} - R_s i_{ds}^{\hat{r}} + \omega_r L_{qs} i_{qs}^{\hat{r}} + \omega_r \lambda_f \sin \tilde{\theta}_r \right) \\ \frac{di_{qs}^{\hat{r}}}{dt} &= \frac{1}{L_{qs}} \left( v_{qs}^{\hat{r}} - R_s i_{qs}^{\hat{r}} - \omega_r L_{ds} i_{ds}^{\hat{r}} - \omega_r \lambda_f \cos \tilde{\theta}_r \right) \end{aligned} \quad (9)$$



(a) Position error extraction.  
(a) 회전자 위치 오차 추출 과정



(b) Position and speed estimator.  
(b) 회전자 위치 및 속도 추정기

Fig. 4. Position error extraction and position and speed estimator based on current model.

그림 4. 전류 모델 기반 회전자 위치 추출 및 위치/속도 추정기

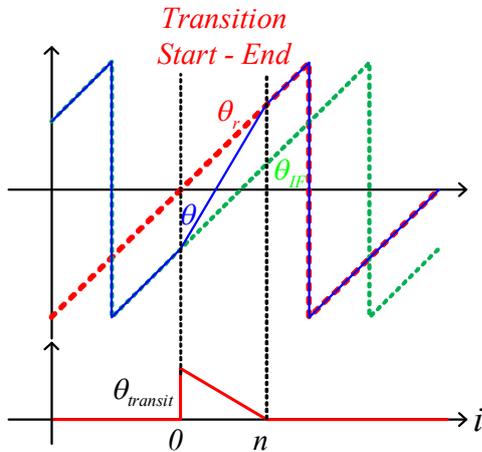


Fig. 5. Rotor angle, I-F angle, synchronous angle, and transit angle for transition period.

그림 5. 절환 구간에서 회전자 위치, I-F 회전각, 동기각 그리고 과도 각오차.

따라서 측정된 전류와 예측된 전류의 오차는 식 (10)과 같이 정리되며, d축 전류 오차에 회전자 추정 위치의 오차 정보가 포함되어 있음을 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} - i_{dsM}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} - i_{qsM}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \lambda_f T_s \begin{bmatrix} \tilde{\theta}_r \\ \omega_r L_{ds} \\ -\omega_r \\ L_{qs} \end{bmatrix} \quad (10)$$

그림 4는 전류 모델 기반 영구자석 동기 전동기의 회전자 위치 추정 기법의 구현 방법을 나타내고 있다. 전류 모델을 기반으로 실제 전류와 예측 전류의 오차를 계산하고, d축 전류 오차로부터 회전자 위치 오차를 얻어 간단한 상태 필터를 구현하여 회전자 위치 및 속도를 추정하였다.

#### IV. 제안된 I-F 속도 제어와 센서리스 속도 제어간의 절환 기법

I-F 속도 제어에서 센서리스 속도 제어로의 절환 과정에서는 두 가지 불연속값이 존재한다. 첫 번째는 회전 좌표계의 동기각이다. I-F 속도 제어에서 전류 제어는 임의로 회전하는 I-F 좌표축을 기준으로 이루어진다. 따라서, 전류 제어를 위한 좌표 변환에 사용되는 동기각은 실제 회전자 위치의 동기각이 아닌 임의로 생성된 I-F 좌표축의 동기각이다. 반면 센서리스 속도 제어는 추정된 회전자 위치로부터 동기 좌표계를 생성한다. 따라서 순시 토크 제어가 가능해지며, 속도 제어기와 순시 토크 제어기를 직렬로 연결하여 속도 제어기의 구조를 설계할 수 있다. I-F 속도 제어와 센서리스 속도 제어의 절환 과정에서 좌표계의 동기각의 불연속이 발생한다.

두 번째 불연속값은 속도 제어기의 출력인 전류 지령값이다. I-F 속도 제어에서는 정확한 부하 토크에 대한 순시 대응이 불가능하기 때문에 정격 전류 벡터를 회전시킨다. 따라서 실제 동기 좌표계에서 흐르는 전류는 동기 좌표계와 I-F 좌표계의 오차각에 의해서 결정된다. 반면 I-F 속도 제어 구간에서 센서리스 속도 제어기는 동작하고 있지 않다. 따라서 절환하는 순간 센서리스 속도 제어기의 출력인 전류 지령은 0이다. I-F 속도 제어기에서 사용한 정격 전류 지령과 센서리스 속도 제어기의 절환 순간의 전류 지령은 서로 다르다. 절환 순간의 전류 지령 차이는 순간적인 속도 제어 성능을 저하시키며, 부하 토크가 큰 경우에는 회전자의 속도가 급격히 저하되어 회전자 위치 추정에 실패할 수도 있다. 따라서 속도 제어의 과도 특성이 절환 과정에서 매우 중요하다.

##### 1. 회전 좌표계의 동기각 절환

I-F 속도 제어에서 사용한 임의로 회전하는 I-F

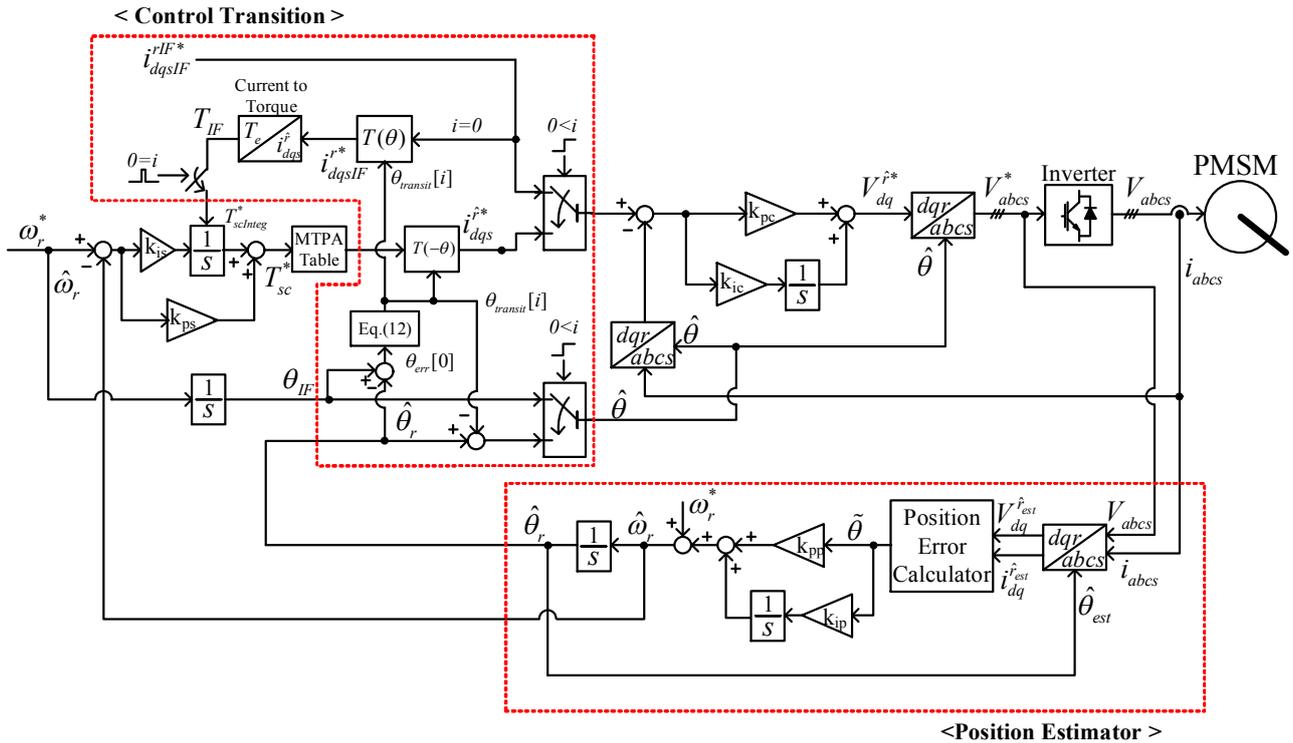


Fig. 6. Control block diagram of I-F speed control, sensorless speed control and transition method.

그림 6. I-F 속도 제어기, 센서리스 속도 제어기와 전환 방법을 구현한 전체 제어 블록도

좌표계에서 센서리스 기법을 통해 추정된 동기 좌표계로의 절환을 위해서는 점진적인 동기각 이동이 필요하다. 회전 좌표계 위에서 동기 좌표계 전류 제어가 구현되므로, 좌표계 동기각의 불연속성은 순간적으로 전류 제어 성능에 영향을 미치며 이를 통해 순간적으로 회전 속도가 감소하거나 증가할 수 있다. 따라서 부드러운 동기 좌표계의 절환을 위해서는 절환 시간동안 I-F 좌표계와 동기 좌표계의 동기각 오차를 점진적으로 보상하는 방법을 사용한다. 샘플링 기반의 Discrete 속도 제어 시스템에서 절환 순간의 샘플링 카운트값을 0이라고 하고, 절환 시간동안의 샘플링 카운트값의 최대값을 M이라고 하자. 이때 절환이 시작되는 순간 추정된 회전자 위치와 I-F 좌표계의 동기각의 차이는 식 (11)과 같이 표현할 수 있다. 절환 과정에서 동기 좌표계로 사용될 회전자 위치는 식 (12)와 같이 동기각의 오차를 점진적으로 보상한다. 절환 과정이 끝난 다음에는 센서리스 기법으로 추정된 회전자 위치를 동기각으로 사용하도록 한다. 절환 전/후의 동기 좌표계의 동기각은 식 (13)과 같이 구현된다. 그림 5에서 절환 과정에서의 회전자 위치, I-F 회전각, 동기각 그리고 과도 각오차의 관계

를 도식적으로 나타내었다.

$$\theta_{err}[0] = \hat{\theta}_r[0] - \theta_{IF}[0] \quad (11)$$

$$\theta_{transit}[i] = \begin{cases} \frac{M-i}{M} \theta_{err}[0] & (0 \leq i \leq M) \\ 0 & (M < i) \end{cases} \quad (12)$$

$$\hat{\theta}[i] = \begin{cases} \theta_{IF} & (i < 0) \\ \hat{\theta}_r[i] - \theta_{transit}[i] & (0 \leq i \leq M) \\ \hat{\theta}_r[i] & (M < i) \end{cases} \quad (13)$$

## 2. 전류 지령값의 절환

I-F 속도 제어기의 d축/q축 전류 지령은 임의의 속도로 회전하는 I-F 좌표계 위에 존재하는 정격 전류 벡터에 의해 결정된다. 반면 센서리스 속도 제어기는 속도 추정기로부터 속도 정보를 케환하여 토크 지령을 결정한다. 전동기의 효율 운전을 위해서 속도 제어기의 출력인 토크 지령에 대해 단위 전류당 최대 토크 운전을 하는 d축/q축 전류 지령을 결정한다. 이 때, 단위 전류당 최대 토크 운전을 하기 위한 d축/q축 전류 지령은 전동기의 제정수에 의해 결정된다.

제어 절환이 일어나는 시점 이전에는 I-F 속도 제어기에 의한 전류 지령은 존재한다. 하지만, 센서

리스 속도 제어기는 제어 전환이 일어나는 시점부터 동작을 시작하기 때문에, 제어 전환 시점에서의 토크 지령은 결정되지 않는다.

본 논문에서는 전환 시점의 속도 제어기의 출력인 토크 지령을 I-F 속도 제어기가 실제로 출력하고 있는 토크를 계산하여 사용하는 방법을 제안한다. 전환 시점에서 I-F 좌표계와 추정된 동기 좌표계의 동기각 오차를 사용하면 전환 시점에서의 실제 동기 좌표계의 d축/q축 전류를 식 (14)와 같이 계산할 수 있다. 계산된 전환 초기 전류로부터 실제 출력되고 있는 토크를 식 (15)와 같이 계산한다. 전환 과정에서의 토크가 연속적으로 출력되도록 전환 시작 시점에서 계산된 실제 토크를 센서리스 속도 제어기의 적분항으로 사용한다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{r*}[0] \\ i_{qs}^{r*}[0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{err}[0] & \sin\theta_{err}[0] \\ -\sin\theta_{err}[0] & \cos\theta_{err}[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{IF*} \\ i_{qs}^{IF*} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$T_{sclnteg}^*[0] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \lambda_f i_{qs}^{r*}[0] + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^{r*}[0] i_{qs}^{r*}[0] \} \quad (15)$$

속도 제어의 전환 과정에서 속도 제어의 과도 특성을 개선하기 위해서는 전환 전/후의 토크가 크게 다르지 않아야 한다. 전환 과정에서 좌표계는 I-F 좌표계에서 동기 좌표계로 변경되기 때문에, 전환 시점에서 계산된 I-F 속도 제어기의 출력 토크를 센서리스 속도 제어기의 출력으로 연속적으로 출력되도록 해야 한다. 센서리스 속도 제어기의 적분항을 전환 시작 시점의 실제 토크로 초기화함으로써 속도 제어기의 연속성은 확보되었다. 그리고 전환 과정에서는 좌표계가 I-F 좌표계에서 동기 좌표계로의 전환과정에 있으므로 토크 지령을 전류 지령으로 변환할 때 사용되는 동기각은 식 (13)과 같이 동기각의 오차를 반영하여야 한다. 그림 6은 I-F 속도 제어기, 센서리스 속도 제어기 그리고 전환 방법을 구현한 블록도이다.

### V. 실험 결과

제안하는 제어 전환 기법의 성능을 확인하기 위해 영구자석 동기 전동기로 구동하는 세탁기의 세탁조 속도 제어 실험을 수행하였다. 표 1은 구동하는 시스템의 사양을 나타내고 있으며, 그림7은 구현한 실험 세트이다.

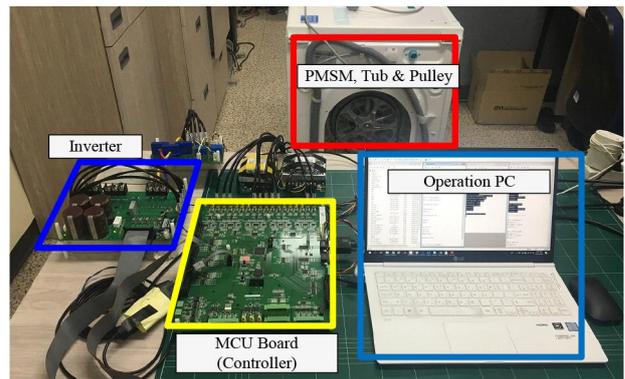


Fig. 7. Experimental setup to verify the feasibility of speed controller transition method.

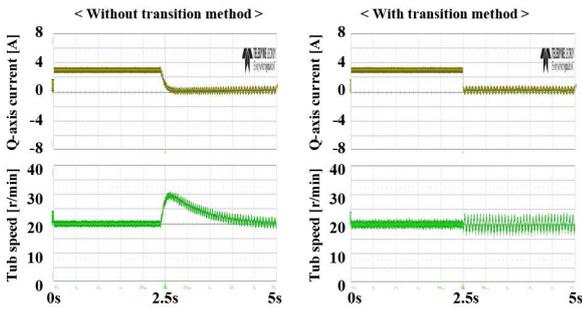
그림 7. 전환 기법 성능 확인을 위한 실험 세트

Table 1. Specification of washing machine drive system with PMSM.

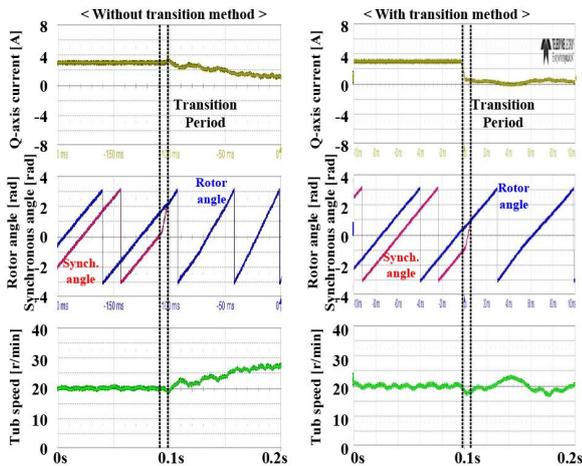
표 1. 영구자석 동기 전동기 구동 시스템 사양

Parameters	Value	Unit
Back EMF Constant	0.102	V/s
Phase resistance	3	Ω
Phase inductance (Lds/Lqs)	18/20	mH
Pole number	8	-
Pulley ratio	11:1	-
Rated current	3	A
Switching frequency	10	kHz

그림 8은 무부하 조건에서 제안된 전환 기법을 적용하기 전과 적용한 후의 속도 제어 성능을 비교하고 있다. 세탁기의 Tub를 20r/min으로 I-F 속도 제어하는 조건에서 센서리스 속도 제어로 전환한다. 제안된 전환 기법을 적용하지 않은 조건에서는 Tub의 속도가 30r/min까지 순시적으로 증가한 후, 다시 센서리스 속도 제어에 의해 20r/min에서 제어됨을 확인할 수 있다. 반면 제안된 전환 기법을 적용한 경우, 전환 과정에서도 속도 변화 없이 20r/min으로 제어됨을 확인할 수 있다. 그림 8(b)는 전환 과정에서의 전류 지령 변화를 확대해서 보이고 있다. I-F 속도 제어에서 사용한 전류 지령을 센서리스 속도 제어의 초기 전류 지령으로 사용한 경우, 센서리스 속도 제어에서는 좌표계가 동기 좌표계로 변환되었기 때문에 큰 토크가 발생한다. 이로 인해 속도가 증가하여 속도 제어기가 전류 지령을 감소시키는 과정을 거친다. 이러한 과정으로 인해 전환 과정에서 전동기의 회전속도가 급격히 증가하게 된다.



(a) Speed response during transition.  
(a) 절환 과정에서 속도 반응



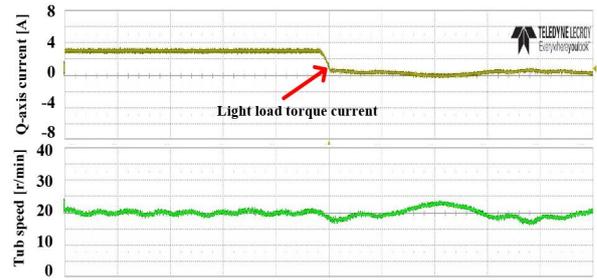
(b) Current modification during transition.  
(b) 절환 과정에서 전류 지령 변화

Fig. 8. Comparison of speed response and current modification during transition by the proposed transition method (No load condition).

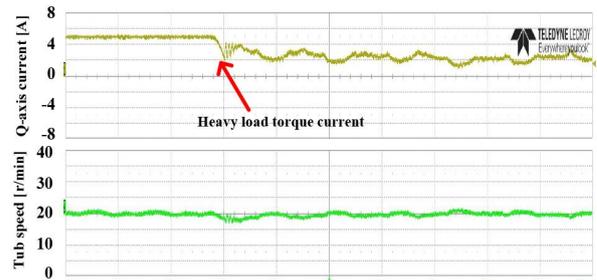
그림 8. 제안된 절환 방법에 따른 절환 과정에서의 속도 반응 및 토크축 전류 반응(무부하 조건)

반면 제안된 절환 기법은 I-F 속도 제어에서 사용한 전류 지령을 동기 좌표계로 전환하여 실제 토크를 계산하고, 실제 토크가 회전자 위치에 따른 동기 좌표계에서 발생할 수 있는 전류 지령을 센서리스 속도 제어의 초기 적분항으로 사용하기 때문에 센서리스 속도 제어로 전환한 후에도 전류 지령에 큰 변화가 없다. 따라서 안정적으로 속도 제어의 절환이 가능함을 확인할 수 있다.

그림 9는 제안된 절환 방법의 경부하 조건과 중부하 조건에서 전류 지령의 변화와 속도 반응을 각각 나타내고 있다. 각 부하 조건마다 I-F 속도 제어에서 실제로 출력되고 있는 토크를 절환시에 센서리스 속도 제어기의 적분항에 인가하기 때문에 부하와 상관없이 절환 과정에서의 속도 급변은 나타나지 않는다.



(a) Light load condition.  
(a) 경부하 조건



(b) Heavy load condition.  
(b) 중부하 조건

Fig. 9. Current response according to the light/heavy load.  
그림 9. 경부하 및 중부하 조건에서 제안된 방법의 과도 전류 지령 변화

## VI. 결론

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 I-F 속도 제어와 센서리스 속도 제어 간의 절환 기법에 대해서 제안하였다. 절환시 전동기 회전 속도의 급격한 흔들림을 방지하기 위해 절환 순간의 I-F 속도 제어의 실제 출력 토크를 계산하여 센서리스 속도 제어기의 적분항에 인가하였다. 그리고 동기 좌표계의 동기각의 급변으로 인한 전류 제어 영향을 최소화 하기 위하여 I-F 좌표계와 동기 좌표계 간의 부드러운 전환을 구현하였다. 세탁기 구동 시스템에 대해서 절환 과정을 성능을 시험하여 제안된 기법의 성능을 확인하였다.

## References

[1] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

vol.53, no.2, pp.363-372, 2006.

DOI: 10.1109/TIE.2006.870875

[2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.38, no.4, pp.1054-1061, 2002.

DOI: 10.1109/TIA.2002.800777

[3] Dong Yeob Han, Jae Seung Yoon, Yongsoo Cho, and Kyo-Beum Lee, "Improved transition method for sensorless operation of interior permanent magnet synchronous motor drives," *The Trans. of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol.65, No.8, pp.1362-1368, 2016.

DOI: 10.5370/KIEE.2016.65.8.1362

[4] W. Wang, Z. Li and X. Xu, "A novel smooth transition strategy for BEMF-based sensorless drive startup of PMSM," in *Proc. of 11<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp.4296-4301, 2014.

DOI: 10.1109/WCICA.2014.7053435

[5] C. L. Baratieri, and H. Pinheiro, "An I-F starting method for smooth and fast transition to sensorless control of bldc motors," in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference*, pp.836-843, 2013. DOI: 10.1109/COBEP.2013.6785212

[6] I. Boldea, A. Moldovan and L. Tutelea, "Scalar V/f and I-f control of AC motor drives: An overview," in *Proc. of Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)*, pp.8-17, 2015. DOI: 10.1109/OPTIM.2015.7426739

[7] In-Joon Joe, Seung-Ho Song, Hyoung-Gil Kim, Dong-Young Yu, "I-F starting method for the test of 100kW permanent magnet type sensor-less wind turbine generator," in *Proc. of KIPE Conference*, p.197-198, 2017.

[8] L. I. Iepure, I. Boldea and F. Blaabjerg, "Hybrid I-f Starting and Observer-Based Sensorless Control of Single-Phase BLDC-PM Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.9, pp.3436-3444, 2012.

DOI: 10.1109/TIE.2011.2172176

## BIOGRAPHY

### Dong-Uk Kim (Member)



2018 : BS degree in Electrical Engineering, Hanyang University, ERICA Campus.

2018-Present : Master Student Electrical Engineering, Hanyang University, ERICA Campus.

### Sungmin Kim (Member)



2003 : BS degree in Electrical Engineering, Seoul National University.

2009 : MS degree in Electrical Engineering, Seoul National University.

2014 : PhD degree in Electrical Engineering, Seoul National University.

2012~2013 : Visiting Scholar, FREEDM Systems Center, NCSU, USA.

2014~2015 : Senior Engineer, Samsung Electronics Company.

2015~Present : Assist. Professor, Hanyang University, ERICA Campus.