

# 폐루프 방식의 속도 적분각을 이용한 PMSM 센서리스 초기기동 알고리즘

박성명<sup>1</sup>, 김준석<sup>†</sup>

## Closed Type Initial Starting Algorithm for PMSM Sensorless Control Using Integrated Speed Angle

Seong-Myeong Park and Joohn-Sheok Kim

### Abstract

The cold starting issue of permanent magnet synchronous motors (PMSM) is a chronic problem in the field of PMSM sensorless drives. A traditional starting method, called the I-F method, is widely adopted because of its simple structure. However, when using this method, the pre-defined magnitude and frequency of the starting current should be changed according to the condition of the load and machine inertia. In this paper, a smart and simple algorithm for the cold starting of PMSM is proposed. In the proposed method, an integrated control angle from the estimated electrical rotor speed is used for vector control such as the indirect vector control of the induction machine. Thus, very stable cold starting is performed regardless of the machine load condition or inertia changing.

**Key words:** Motor control system, Sensorless vector control, Sensorless start up method

### 1. 서 론

영구자석 전동기는 다른 전동기에 비해 부피가 작고 높은 효율과 토크를 가진 전동기로 고정밀 분야부터 저가 산업 분야까지 광범위하게 사용되고 있다. 고정밀 산업 분야의 경우 고성능 벡터제어를 구현하기 위해서 홀 센서, 엔코더, 레졸버 등 위치정보를 알 수 있는 위치 센서를 사용하고 있다. 그러나, 높은 압력 또는 온도로 인하여 위치 센서를 사용할 수 없는 경우나, 비용 절감이 필요한 저가 산업 분야의 경우에 위치 센서가 없는 센서리스 제어 방식을 널리 사용하고 있다.

센서리스 제어 방식<sup>[1]</sup>은 관측기(Observer)<sup>[2]</sup> 혹은 추정기(Estimator)를 이용하여 위치 센서 없이 전동기의 전압 및 전류의 정보를 바탕으로 회전자제어에 필요한 센서리스 제어 방식은 관측기 혹은 추정기<sup>[3],[4]</sup>를 이용하여 위치

센서 없이 전동기의 전압 및 전류의 정보를 바탕으로 회전자제어에 필요한 자속각, 즉 회전자 위치를 추정하고 이를 제어에 사용하는 방식이다. 전류정보의 경우 전류 센서를 통하여 쉽게 측정이 가능하지만 전압의 경우에는 직접 측정이 매우 어렵기 때문에 일반적으로 PWM용 전압지령을 사용한다. 문제는 전동기의 전압이 속도에 비례하는 경향이 있기 때문에 전동기 속도가 낮은 경우 전압정보에 대한 신뢰성이 높지 않아 제어각 추정 오차가 커지고 제어 성능이 급격히 감소한다는 것이다. 이러한 문제는 전동기가 정지한 상태에서 기동을 진행하는 초기 기동을 수행할 때 두드러지게 나타나며, 센서리스 제어의 자체 알고리즘으로는 기동이 어렵기 때문에 초기 기동을 위한 별도의 기동 알고리즘을 사용하게 된다.

초기 기동에는 다양한 방법이 있을 수 있으나, 미리 설정된 크기와 주파수를 갖는 전류를 개루프 형태<sup>[5]</sup>로 인가하여 강제로 전동기를 회전시키는 소위 I-F 제어 방식<sup>[6]</sup>을 많이 사용한다. 이 방식에서는 그림 1에 표시된 바와 같이 초기위치를 모르는 상태의 전동기에 일정한 DC 전류를 인가하여 전동기 축을 정렬시키고 이때의 각을 자속축(d축)으로 설정한 후, 토크축(q축)에 특정 전류를 미리 설정된 주파수 프로파일에 따라 0Hz부터 수 - 수십Hz까지 증가시킴으로써 회전자계를 전동기에 인가하여 기동을 시킨다. 일단 전동기가 기동하여 유효한

Paper number: TKPE-2022-27-1-3

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

<sup>†</sup> Corresponding author: jskim@inu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Incheon National University, Korea  
Tel: +82-32-835-8435 Fax: +82-32-835-0773

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Incheon National University, Korea

Manuscript received Nov. 2, 2021; revised Nov. 5, 2021; accepted Nov. 8, 2021

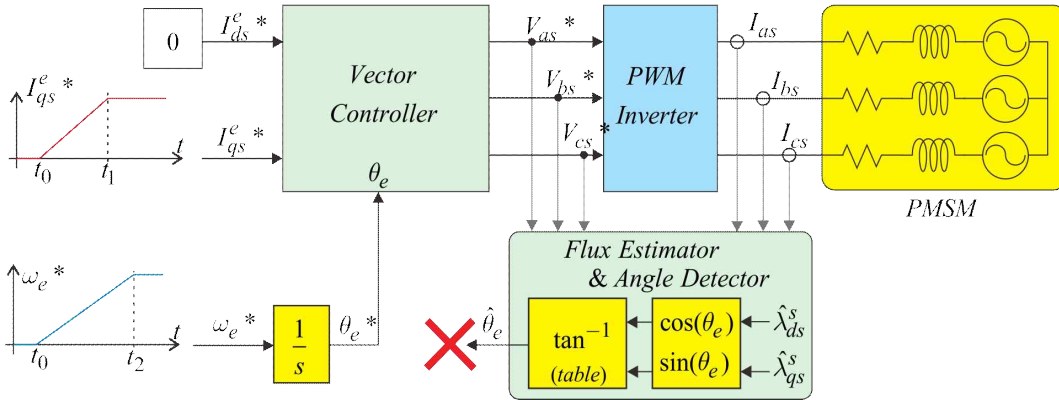


Fig. 1. I-F control blkck diagram.

전압정보가 확보되고 자속추정기 등의 센서리스 알고리즘이 원활하게 동작하면 원래의 센서리스 제어 알고리즘으로 제어를 전환한다. 이러한 I-F 방식은 여러 가지 주파수 프로파일로 변형이 가능하고 구현이 쉽기 때문에 PMSM 센서리스 제어에 보편적으로 적용되고 있다.

그러나, I-F 방식은 전동기 자속축에 대한 정보 없이 개루프 형태로 회전자속을 인가하는 방식이므로 전동기의 부하 및 회전자 관성을 정확히 알고 있는 상태에서는 적합한 주파수 프로파일에 따라 회전자계를 인가하여 초기기동이 가능하지만 해당 정보가 거의 없는 경우 여러 번의 실험을 통해 가장 기동성능이 우수한 프로파일을 찾아야 하는 번거로움이 있으며, 부하 혹은 관성이 변동되는 경우 프로파일을 재설정해야 하는 문제가 발생한다. 아울러, 최대 토크를 유지하며 전동기를 가속하기 어렵기 때문에 센서리스 알고리즘이 원활하게 동작하는 속도까지 증가하는데 비교적 오랜 시간이 필요하다는 문제도 발생한다.

유도전동기 센서리스 제어의 경우 전류가 인가되는 축에 자속이 발생하는 자여자 방식의 특성 덕분에 PMSM에 비해서 상대적으로 초기 기동이 크게 어렵지 않다. 특히, 유도전동기 간접제어(In-direct control) 방식의 센서리스 제어에서는 동기속도를 적분하여 제어각을 발생하기 때문에 자속각을 직접 연산하는 직접제어(Direct Sensorless) 방식에 비해 기동성능 측면에서 안정적인 특성을 보이고 있다. 유도전동기에서 동기속도는 자속의 변화율에 해당하므로 전압에 대한 적분 요소만 적절히 설계된 경우 수월하게 비교적 정확한 동기속도를 연산할 수 있다. 이와 같은 유도전동기 센서리스 제어의 기동방식은 PMSM의 초기 기동에 관한 본 연구의 기본적인 모티브로 작용한다.

본 논문에서는 기존의 I-F 기동 방식의 단점을 보완하기 위해 유도전동기와 유사한 폐루프 형태의 초기 기동 알고리즘을 제안한다. 영(Zero) 속도에서는 전압 정보에 대한 신뢰성이 매우 낮기 때문에 전압의 적분을 통한 추정각에는 많은 오차가 포함되어 초기기동에 직접 적용하기가 거의 불가능하다. 반면, 전동기에 일정한

DC 전류를 인가하여 정렬된 경우, 토크 전류(q축 전류)를 인가하면 전동기가 회전을 시작하고 오차가 포함되어 있기는 하지만 자속추정을 할 수 있게 된다. 이때 추정된 자속각에는 많은 오차가 포함되어 있으나 추정된 자속의 변화율, 즉 동기속도는 상대적으로 적은 오차를 갖게 된다. 이를 적분하여 제어각을 얻게 되면 간접제어형식의 유도전동기 센서리스 제어와 같은 우수한 초기기동 성능을 보일 수 있다. DC 옵셋이 많이 포함된 동기각을 미분하면 DC 옵셋이 제거된 동기속도를 얻을 수 있는 원리라고도 할 수 있다. 기존에 많이 사용되고 있는 I-F 방식이 일종의 개루프 방식이라면 제안하는 방식은 자속추정기를 통한 폐루프 방식으로 볼 수 있다. 제안하는 방식은 PMSM의 실제 동기속도와 큰 차이가 없는 추정속도를 이용하여 기동하므로 최대 토크로 가속할 수 있고 부하의 경중 혹은 관성의 변화에 무관하게 매우 빠른 기동이 가능하다는 장점이 있다.

## 2. PMSM 센서리스 제어

### 2.1 자속각 추정 알고리즘<sup>[7],[8]</sup>

PMSM을 제어하기 위해서는 반드시 회전자의 위치에 대한 정보가 필요하며, 센서리스 제어에서는 전압 및 전류의 정보를 기반으로 하여 회전자 위치를 추정한다. 센서리스 제어 방식으로는 관측기, 전압 적분 등 여러 가지 방법이 존재하지만, 본 연구에서는 구조가 간단하고 저가의 연산기로도 구현 가능한 전압 적분 방식을 적용하였다. 전압 적분 방식은 전압을 직접 적분하여 자속을 추정하는 방식으로, 저속영역에서는 전압정보의 신뢰도가 낮기 때문에 정확한 자속각 연산이 어렵지만 통상적으로 정격속도 대비 20% 이상의 속도영역에서는 제어각 오차가 10% 미만의 양호한 성능을 보이기 때문에 팬, 블로워 및 압축기 등의 적용 분야에 큰 어려움 없이 적용할 수 있다.

센서리스 제어에서는 정확한 회전자 위치를 알 수 없으므로 식 (1)과 같은 정지좌표계 d-q전압 방정식을 사용한다.

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_d^s \\ I_q^s \end{bmatrix} + w_e \lambda_F \begin{bmatrix} -\sin(w_e t) \\ +\cos(w_e t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

식에서의 아래 첨자 d와 q는 각각 d축, q축을 나타내며, 위첨자 s는 정지좌표계를 의미한다.  $R_s$ 는 고정자 권선 저항,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스를 나타내며,  $w_e$ 는 회전자의 동기속도,  $\lambda_F$ 는 영구자석 동기전동기의 계자자속을 의미한다. 자속이 역기전력의 적분( $\lambda^s = \int E^s dt$ )임을 감안하면 전압방정식은 다음과 같이 변형될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d^s &= R_s I_d^s + \frac{d}{dt} (L_s I_d^s + \lambda_d^s) \\ V_q^s &= R_s I_q^s + \frac{d}{dt} (L_s I_q^s + \lambda_q^s) \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 추정된 자속은 식 (3)으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_d^s &= \lambda_F \cos(\theta_e) = \int (V_d^s - R_s I_d^s) dt - L_s I_d^s \\ \lambda_q^s &= \lambda_F \sin(\theta_e) = \int (V_q^s - R_s I_q^s) dt - L_s I_q^s \end{aligned} \quad (3)$$

이때 순수적분을 이용하면 전압정보 등에 포함된 DC 오프셋의 영향을 크게 받기 때문에  $1/(s+w_d)$  형식의 지연 적분을 사용한다. 여기서  $w_d$ 는 지연성분에 대한 각 주파수이며  $w_d$ 가 작은 경우 순수적분에 가까워지므로 저속에서의 추정성능에 유리하지만 피적분 요소의 DC 오프셋에 대한 영향이 커지므로 구성하는 시스템에 따라 5-20rad/s의 범위에서 적절한 값을 선택할 필요가 있다. 본 연구에서는 5rad/s의 값을 적용하였다. 자속을 연산하면 다음과 같은  $\tan^{-1}()$  연산을 통하여 자속각을 추정할 수 있다.

$$\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_q^s}{\lambda_d^s}\right) \quad (4)$$

본 연구에서는 범용 PMSM 센서리스 제어 분야를 기본목표로 정하였기 때문에 룩업(Look-up) 테이블 방식으로  $\tan^{-1}()$  연산을 수행하였다.

## 2.2 속도 추정

속도 정보는 식 (4)의 동기각 정보를 미분하여 구현한다. 다만 추정된 제어각에 비교적 많은 오차가 포함되어 있고 직접 미분에 따른 속도정보의 불안정성을 해소하기 위하여 다음식과 같이 위상각을 미분한 후에 2차 저역 통과 필터를 적용하였다.

$$\omega_e = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} (s\theta_e) \quad (5)$$

식 (5)에서 감쇠율  $\zeta$ 가 0.7인 경우, 자연 진동 주파수  $w_n$ 은 차단 주파수와 동일한 값을 갖게 된다. 본 연구에서는  $\zeta=1$ ,  $w_n=200$ 을 사용하였다.

## 2.3 기존의 초기기동 알고리즘

동기전동기는 유도기와 달리 회전자에 의해 공극 자속이 결정되며, 회전자가 회전하는 경우에만 자속의 변화에 따른 역기전력이 고정자측에 나타난다. 따라서, 고주파주입과 같은 특수한 경우가 아닌 경우 영 속도 혹은 정격속도의 5% 이하의 초저속에서는 자속의 위치를 추정하기가 거의 불가능하다. 이러한 문제는 초기 기동시에 극명하게 나타나며, PMSM 센서리스 제어의 경우 회전자를 강제로 회전시켜 일정 속도 이상의 상태를 유지해주어야 정상적인 센서리스 제어가 가능하다.

초기 기동의 대표적인 방법이 I-F 기동 방식이다. 이 방식에서는 0Hz부터 수Hz까지 주파수를 가변하면서 일정 전류를 전동기에 주입하여 회전자계를 인가함으로써 회전자를 가속시킨다. 통상적으로 정격전류의 2배에 가까운 전류를 주입하므로 회전자계에 따라 회전자가 움직이며 일정 속도 이상으로 속도가 올라가면 정상적인 센서리스 제어로 이양한다. 이 방식은 매우 간단하고 효과적으로 전동기를 기동시킬 수 있지만 부하 조건에 따라 회전자계의 주파수를 설정해야 하는 번거로움이 발생한다. 예를 들어 0-5Hz까지 회전자계를 인가한다고 할 때 무부하 혹은 경부하의 경우 1초 이내에 가속시커도 큰 문제가 없지만 전부하 상태인 경우 2-3초 동안 천천히 가속시켜야 기동 실패할 가능성이 낮아진다. 즉, 사용자가 부하 조건에 따라 최적의 회전자계 프로파일을 실험적으로 찾아서 설정해줄 필요가 있다.

## 3. 제안하는 PMSM 센서리스 초기기동 방식

### 3.1 적분형 제어각을 사용하는 초기기동 알고리즘

기존의 I-F 방식이 일종의 개루프 방식이라면, 제안하는 초기기동 방식은 초기기동에 사용되는 주파수를 자속추정기로부터 제환을 하여 실제 자속의 위치와 유사한 제어각을 갖고 초기기동을 하는 일종의 폐루프 방식에 해당한다. 기동시의 제어각을 자속 각주파수를 적분하여 얻는 측면에서 보면 유도전동기의 간접 벡터 제어와 유사하다.

전술한 바와 같이 센서리스 초기기동 당시에는 속도가 매우 낮기 때문에 간단한 구조의 범용 자속추정기는 올바른 자속각 추정이 거의 불가능하다. 물론 EKF 방식과 같은 고급 추정 알고리즘을 사용하면 보다 낮은 속도에서도 우수한 자속 추정 특성을 얻을 수 있으나, 일반적인 산업현장에 손쉽게 적용하는 PMSM 센서리스 알고리즘으로 사용하기에는 적절하지 못하고 기동시부터 안정적인 성능을 기대하기 어렵기 때문에 별도의 초기기동 알고리즘이 필요함에는 다름이 없다.

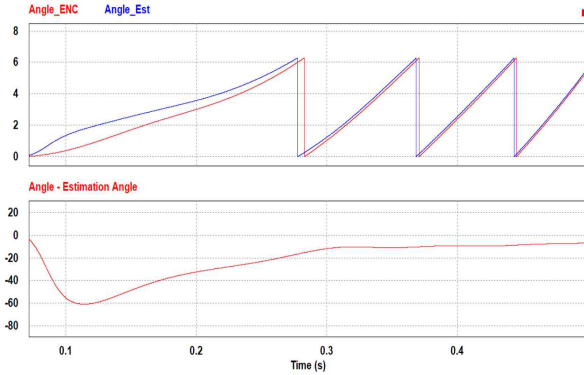


Fig. 2. The simulation result about angle estimation.

그림 2에는 전술한 자속연산 알고리즘의 자속각 추정 성능에 대한 시뮬레이션 결과가 도시되어 있다. 전동기의 모든 정보를 정확하게 알고 있는 이상적인 상태에서 전동기의 실제 자속각을 이용하여 전동기를 기동할 때의 자속각 추정성능을 보이고 있다.

그림에서 ‘Angle\_ENC’는 실제 자속각이며, ‘Angle\_Est’는 추정된 자속각이며 1.5N·m의 부하조건에서 동기전동기 센서리스 초기기동 시 실제 자속각과 추정된 자속각 사이의 차이가 도시되어 있다. 그림에서 확인할 수 있는 바와 같이 이상적인 상태에서도 초기기동 시에 약 40도의 오차가 발생하고 있으며, 실제 PWM 인버터를 이용한 경우 이 오차는 더욱 증가하기 때문에 기동 시부터 추정된 자속각을 사용하기 매우 어렵다는 것을 알 수 있다. 시뮬레이션에서 또 한 가지 확인할 수 있는 것은 속도가 아주 낮은 영역에서는 많은 오차가 있지만 자속각이 증가하는 변화율은 생각보다 크지 않다는 것이다. 이는 전류를 인가하는 상태에서 전압을 적분하고 있기 때문에 추정된 자속의 변화율, 즉 동기속도는 비교적 작은 오차를 갖고 있음을 알 수 있다.

본 연구에서 착안한 점은 초기기동과 같이 저속영역에서 자속의 위상 즉, 자속각에 대한 추정 정보에는 많은 오차가 있으나, 지연적분을 사용하더라도 결국은 전압을 적분한 것이므로 추정된 자속의 변화율에 해당하는 각주파수(속도) 정보는 의외로 오차가 많지 않다는 점이다.

속도가 완전히 0인 경우는 전압 적분 값에 큰 오차가 있지만, 초기 자속각에 대한 정렬이 이루어진 후 토크분 전류가 인가되어 가속이 되는 상황에서는 비록 낮은 속도영역이라 하더라도 비교적 높은 정확도의 각주파수(속도) 정보를 얻을 수 있다. 따라서 이를 적분하여 마치 유도전동기의 간접 벡터제어와 같은 방법으로 초기기동에 필요한 제어각을 생성하면 최대토크를 유지하며 가속하는 것이 가능하다. 이는 부하의 경중 및 전동기의 관성에 관계없이 원활한 기동이 가능하다는 것을 의미하며, 기존의 센서리스 초기기동 시, 실제 회전자 주파수와 인가된 회전자 주파수의 오차로 인하여 초기기동에 실패하는 단점을 보완할 수 있다.

그림 3에는 본 연구에서 제안하는 초기기동 방식의 블록다이어그램이 도시되어 있다. 범용 자속연산기로부터 동기각  $\hat{\theta}_e$ 를 얻고 동기각을 미분하여 동기속도  $\hat{\omega}_e$ 를 얻는 일반적인 연산을 수행한다. 초기기동 시에는 동기속도를 순수 적분하여 초기기동용 제어각  $\tilde{\theta}_e$ 를 연산하고 이를 벡터제어각으로 사용한다.

초기기동과정은 다음과 같다. 우선 전동기에 특정 DC 전류를 인가하여 전동기 축을 정렬한다. 전동기의 최대 허용 전류에 준하는 전류를 인가함으로써 토크 발생이 전혀 이루어지지 않은 d축으로 축을 정렬하는 효과를 얻을 수 있다. 축을 정렬한 후 해당 각도를 0도로 설정하고 이를 자속축 d축으로 인지한다. d축에서 전기각으로 90도 앞선 q축(토크축)에 전류를 인가하면 기동토크가 발생하고 전동기가 회전하기 시작하며 자속추정기로부터 연산한 초기기동용 제어각  $\tilde{\theta}_e$ 를 이용하여 정격속도의 20%까지 가속시킨다. 이때는 정격 부하전류의 1.5배를 계속 투입하며 속도제어알고리즘을 동작하지 않는다. 정격속도의 20% 이상이 되면 표준 센서리스 제어로 제어각을 이양하고 기동알고리즘을 종료한다.

통상적으로 표준 센서리스 제어 방식에서는 정격속도의 10% 내외까지 제어가 가능하므로 정격속도의 10%에서 표준제어로 전환되어도 큰 문제가 없으나, 전원 투입 후 제어 초기 상태에서 자속추정기의 오동작이 심한 경우가 간혹 발생하기 때문에 안정적으로 기동하기 위하여 20%까지 가속한 후 표준제어로 이양한다. 전압 적분형이 아닌 보다 진보된 센서리스 알고리즘을 사용하는 경우 제어 이양 시기를 조정해도 무방할 것으로 생각된다.

이러한 방식의 초기기동에서는 순수적분을 통하여 제어각을 얻기 때문에 속도정보에 포함된 오차가 그대로 누적되는 문제가 발생하며 시간이 지날수록 오차가 누적되므로 중국에는 실제 자속각과 매우 큰 오차가 발생하는 문제가 나타난다. 따라서 통상적인 센서리스 제어의 벡터 제어 루프에는 적용하기 어렵고, 자속제어기가 완전한 성능을 갖게 되는 속도인 정격속도의 20% 수준에 해당하는 속도로 가속하는 초기 기동 방식에서만 유용하게 적용할 수 있다. 유도전동기에서 적분을 통하여 자속각을 얻는 경우, 자속각에 일정량의 오차가 축적되더라도 전류가 투입되는 축에 자속이 발생하는 자여자 방식의 특성으로 인해 통상적인 제어에 큰 어려움이 없지만, 동기기의 경우 상황이 완전히 다르기 때문에 간접 벡터제어 방식의 자속각 생성방식을 계속 유지하기는 매우 어렵다.

추정된 자속으로부터 속도정보를 얻는 방식은 매우 다양한 방식이 있을 수 있다. 속도정보는 식 (6)과 같이 d축, q축 자속 연산을 이용하는 방법<sup>[10]</sup>이 있으며,

$$\omega_e = \frac{(p\lambda_{qs})\lambda_{ds} - (p\lambda_{ds})\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (6)$$

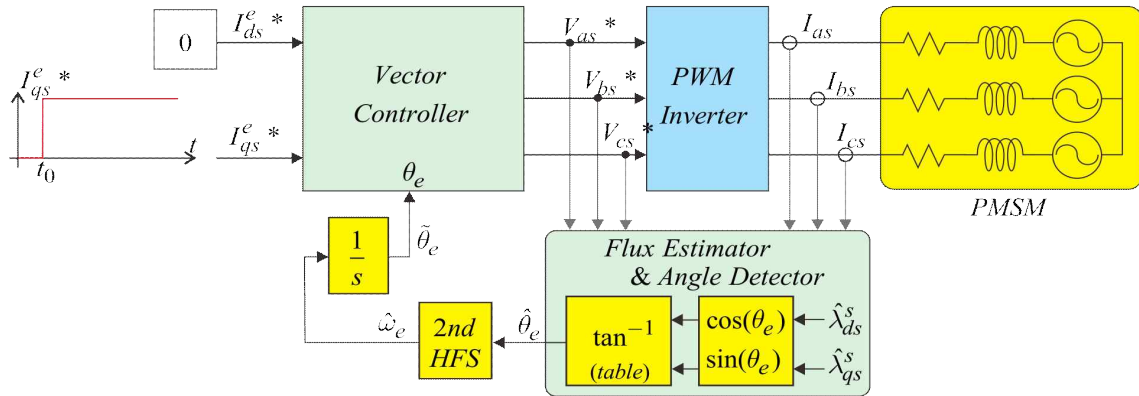


Fig. 3. Proposed PMSM Sensorless start up algorithm block diagram.

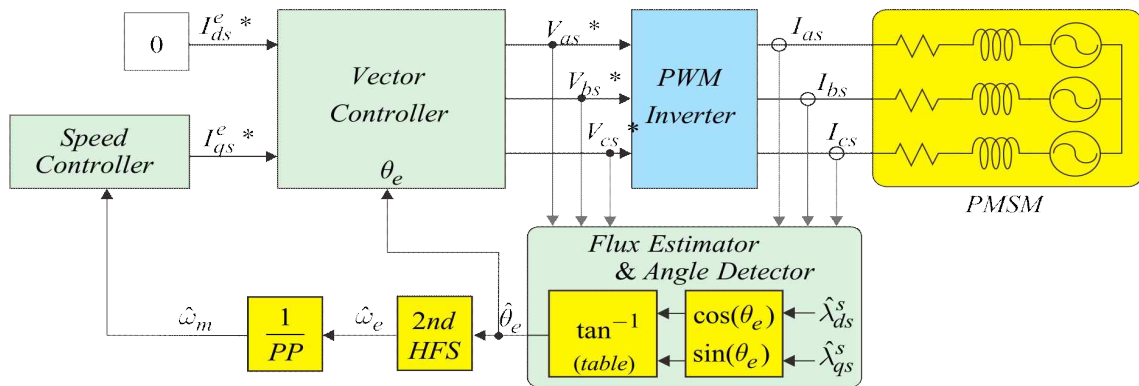


Fig. 4. Typical PMSM Sensorless control algorithm block diagram.

제안된 알고리즘과 같이 추정된 자속에 대한  $\tan^{-1}()$  연산을 통해 제어각을 얻고 이를 미분하여 속도정보를 얻는 방법 등 다양한 방식이 있을 수 있다. 본 연구에서는 몇 가지 방식을 적용한 결과, 초기기동 측면에서 큰 차이점이 없기에 통상적인 제어 루프에서 수행하는  $\tan^{-1}()$  연산 및 추정각의 미분을 통한 속도정보를 그대로 사용하였다. 이와 같은 방식은 별도의 복잡한 추가 연산 없이 속도정보를 적분하여 초기 기동각을 얻기 때문에 연산량을 최소화할 수 있는 장점이 있다.

전동기가 기동한 이후에는 그림 4와 같은 전형적인 센서리스 벡터제어 구조로 전환하여 일반적인 제어를 수행한다. 절환 시에 기동에 사용한 제어각  $\hat{\theta}_e$ 와 자속추정기로부터 연산한 제어각  $\hat{\theta}_e$  사이에 오차가 존재할 수 있으며, 본 연구에서는 초기기동용 제어각과 자속추정기가 생성한 제어각의 차이를 점진적으로 보정하는 방법을 추가하여 제어각의 점프로 인한 제어의 불안정성을 방지하였다. 초기기동 이후 정격속도의 10%까지 속도가 증가하면 제어주기마다  $\hat{\theta}_e$  및  $\hat{\theta}_e$  사이의 차이를 계산하고 그 차이의 1/8에 해당하는 값을  $\tilde{\theta}_e$ 에 임의로 보정함으로써 두 제어각의 차이를 줄여나간다. 그 차이가 10도 이내가 되면 벡터제어용 제어각을  $\hat{\theta}_e$ 로 전환한다.

제안된 센서리스 초기기동 방식의 가장 큰 장점은 기본적으로 페루프 형태의 벡터제어 구조를 그대로 사용하기 때문에 별도의 복잡한 연산이 필요 없으며, 부하의 크기 및 종류에 관계없이 전동기에 인가되는 회전자 주파수의 크기, 인가시간, 가속도 등을 변경할 필요가 없으며 센서를 사용하는 일반적인 벡터제어와 거의 동일한 성능으로 원활한 초기기동이 가능하다는 점이다.

### 3.2 제안하는 센서리스 초기기동 시뮬레이션 결과

본 연구에서 제안하는 속도적분각을 이용한 센서리스 초기기동 방식을 실증하기 위하여 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 5와 그림 6은 각각 무부하에서의 기동특성과 전부하(full-load)에서의 기동특성을 나타내고 있다. 시뮬레이션에서 사용한 전동기의 제정수는 표 1에 표시된 실험용 전동기와 동일한 값을 사용하였다.

그림 5는 전동기 자속각(Angle\_ENC)과 제어각(Control Angle)을 rad/s 단위로 표시하였으며 자속각과 제어각의 차이(Angle\_Err\_DEG)를 도(Deg) 단위로 도시하였다. 무부하의 경우 전부하에 비해 같은 토크분 전류를 인가하면 전동기가 더 빠른 속도로 회전하기 때문에 초기기동을 5ms 동안 실시하였다. 저속구간 영역에서 자속추정기가 완전히 성능을 나타내지 못하기 때문에



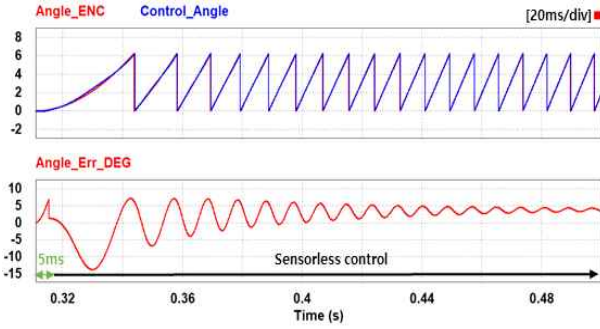


Fig. 5. The simulation result of proposed algorithm in no load condition.

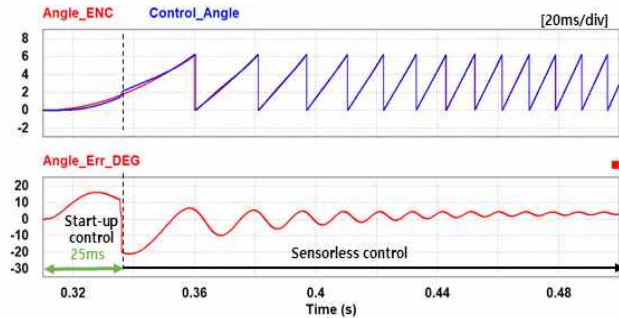


Fig. 6. The simulation result of proposed algorithm in Full-load condition.

저속에서는 오차가 13도까지 나타나지만 속도가 증가할수록 오차가 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림 6은 전부하에서의 기동성능을 표시하는 시뮬레이션 파형으로 표시되는 파형의 순서는 그림 5와 동일하며 부하가 크기 때문에 정격속도에 도달하는 시간이 길어진 것을 볼 수 있다. 초기기동은 25ms 동안 실시하였으며, 초기 전동기 자속각과 제어각의 차이는 15도가 나왔고, 출력 가능한 최대 토크의 96%의 토크를 사용할 수 있다. 5ms 동안 초기기동을 실시한다. 초기기동 실시 이후, 제어각이 적분된 기동용 제어각에서 추정된 제어각으로 변경됨을 볼 수 있다. 기동 시에 제어각의 최대 오차는 약 7도 내외로 출력 가능한 최대 토크의 99% 이상을 유지하며 안정적인 기동을 수행한다. 기동이 끝난 후 자속으로부터 추정된 제어각으로 전이된 이후에도 자속추정기 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있는 바와 같이 부하의 유무에 무관하게 양호한 기동성능이 나타남을 확인할 수 있다.

#### 4. 실험

산업현장에서 사용하는 전동기를 대상으로 본 연구의 유용성을 검증하는 실험을 수행하였다. 그림 7에 실험에 사용된 실험 세트를 도시하였다. 부하는 파워방식의 다이내모-미터를 사용하여 인가하였으며 실험 결과는 인버터에 부착된 4채널 12Bit DAC를 이용하여 오실로스코프 프로 출력하였다. 실험 결과의 확인을 위하여 PMSM에

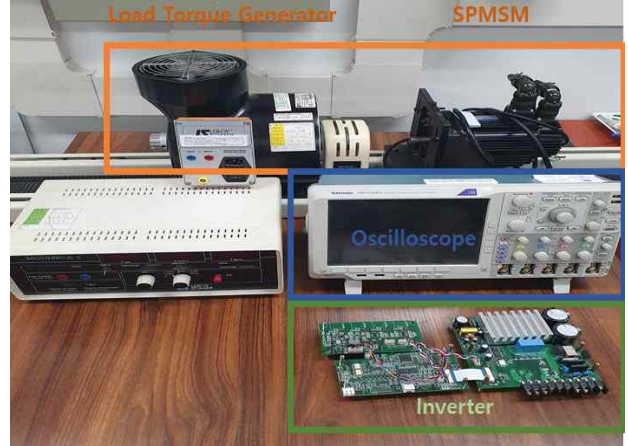


Fig. 7. Experiment equipment.

TABLE I  
PMSM PARAMETERS FOR EXPERIMENTAL STURDY

| Parameter   | Value                        |
|-------------|------------------------------|
| $P_{rated}$ | 860 [W]                      |
| $T_{rated}$ | 4.1 [ $N \cdot m$ ]          |
| $I_{rated}$ | 5.1 [Arms]                   |
| Rated speed | 2000 [r/min]                 |
| R           | 0.25 [ $\Omega$ ]            |
| L           | 2.8 [mH]                     |
| Pole pairs  | 4                            |
| J           | $10.9e-4$ [ $kg \cdot m^2$ ] |
| $\lambda_f$ | 0.29 [Wb]                    |

부착된 4096pulse/rev급의 엔코더를 이용하여 실제 자속각 및 속도를 측정하였다. 전압정보는 전술한 바와 같이 PWM의 기준전압을 사용하였다. 다만, 전압정보의 신뢰도를 높이기 위하여 정확한 값을 알고 있는 R-L 부하에 상전압기준 0 - 120Vrms의 3상 교류전압을 인가하고 전류를 측정하여 전압을 역산하는 방식으로 전압정보를 보정하였다. 표 1에는 실험에 사용된 전동기의 제정수를 정리하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 8kHz이며 125usec마다 전류제어, 자속추정기, 속도연산기 및 초기기동 알고리즘 등이 동작하고, 전류제어주기의 5배인 625us 주기로 속도제어기가 동작한다. 실험에서 회전자의 d축 정렬에 사용되는  $I_q^*$ 는 12A를 인가하였고 초기 기동에 사용되는  $I_q^*$ 는 전동기 정격전류(5.1Arms = 7.14Adc)의 약 1.5배인 11A를 사용하였다. 통상적으로 서보급 PMSM의 최대전류가 정격전류의 1.7 - 2.5배이므로 감차될 가능성을 감안하여 실험용 전류를 설정하였다. 그림 8 및 그림 9는 무부하 조건에서 전동기를 기동시킨 실험 파형이다. 그림 8에는 엔코더로 실측한 전동기의 자속각과 제어각, 그리고 둘 사이의 차이를 각도(Deg)로 표시한 결과가 도시되어 있다. 무부하 조건에서 초기기동

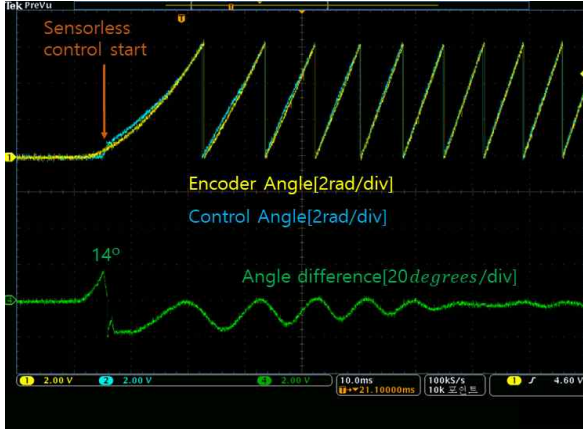


Fig. 8. The result of proposed algorithm experiment in no load environment.

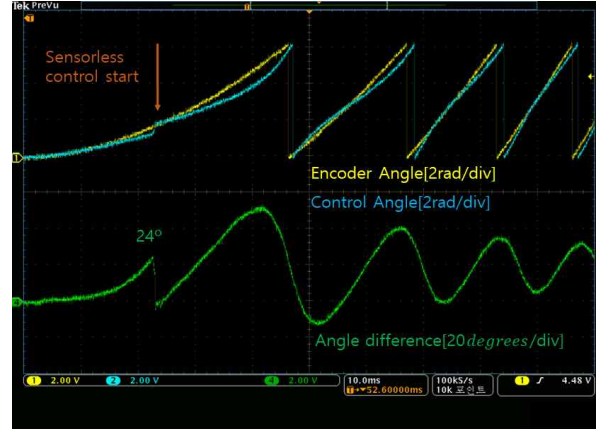


Fig. 10. The result of proposed algorithm experiment in full load environment.

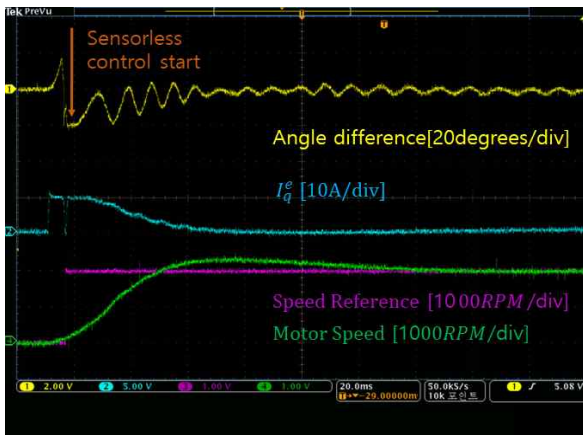


Fig. 9. The result of proposed algorithm experiment in no load environment.

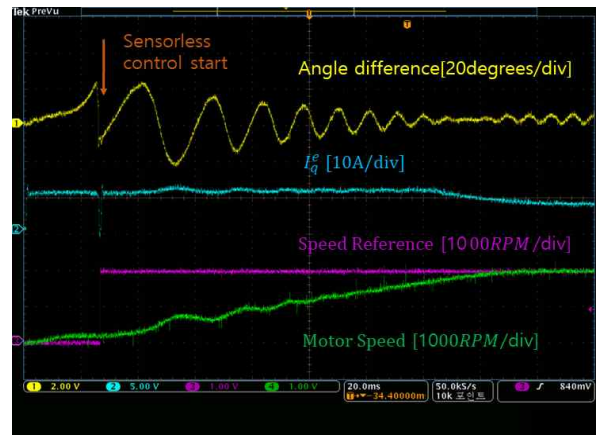


Fig. 11. The result of proposed algorithm experiment in full load environment.

후 약 5msec가 경과하면 초기기동 알고리즘이 종료되며 초기기동에서 최대 14도의 오차가 발생함을 알 수 있다. 그림 9에는 초기 기동 후 2,000rpm까지 속도 제어 하에서 속도가 증가하는 실험 파형이다. 무부하 상태에서 약간의 오버슈트 현상이 나타난다.

그림 10과 그림 11은 전부하 상태에서의 초기기동 실험 파형이다. 전부하 상태이므로 가속이 느려져서 약 25msec가 경과하면 초기기동이 종료되는 것을 볼 수 있고 이때의 각도 오차는 최대 약 24도로 나타난다. 초기기동전류를 정격전류의 1.5배로 유지하므로 전부하 상태에서도 큰 문제 없이 가속됨을 확인할 수 있다.

PMSM 센서리스 제어에서는 다음과 같은 전형적인 동기좌표계 전압방정식을 이용하여 벡터제어를 수행하였다. 동기좌표계 동기각은 식 (4)로 구한 제어각을 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} V_d^c \\ V_q^c \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_c L_s \\ \omega_c L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_d^c \\ I_q^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_c \lambda_F \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_c = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_F I_q^c) \quad (8)$$

실험을 통하여 제안된 초기기동 방식이 부하에 관계 없이 양호한 기동 성능을 보이고 있음을 확인하였다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 기존의 개루프 형태의 센서리스 초기기동 방식에서 종종 나타나는 기동 실패 문제를 근본적으로 해결하기 위하여 폐루프형 초기기동 알고리즘을 제안하였다.

제안된 초기기동 방식의 가장 큰 장점은 전동기 부하의 관성 혹은 부하 상태와 무관하게 항상 안정적인 초기기동이 가능하다는 점이다. 기존의 개루프 방식에서는 전동기가 바뀌거나 초기 부하가 변동되는 경우 초기인가 주파수 및 기동시간 등을 다시 설정해주어야 하는 불편함이 존재하지만 제안된 방식은 마치 유도전동기의 간접 벡터제어에서와 같이 최대토크로 전동기의 가속이 가능하므로 별도의 기동시간이 필요 없다. 더욱이 초기

기동 시에 범용 센서리스 알고리즘을 그대로 사용하므로 별도의 복잡한 기동 알고리즘 없이 간단한 적분 연산만으로 기동이 가능하다는 장점도 있다.

시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 방식의 우수성을 확인하였으며 실제 산업현장에서 유용하게 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

다만, 기존의 방식과 마찬가지로 초기 회전자 정렬이 필요하다는 문제점이 있으며 이에 대한 보완 연구를 진행할 계획이다.

본 연구는 2020년 인천대학교 교내 연구 과제의 지원에 의해서 이루어졌습니다.

### References

- [1] J. W. Lee, "Adaptive sensorless control of high speed PMSM with back EMF constant variation," in *9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*, Jun. 2015.
- [2] P. K. Dwivedi, A. K. Seth, and M. Singh "Sensorless speed control of PMSM motor for wide speed range," in *2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE-2021)*, 2021.
- [3] Y. Yan, W. Jun, Z. Y. Ru, and Z. X. Peng, "Rotor position estimation of sensorless PMSM based on extended kalman filter," in *2018 IEEE International Conference on Mechatronics, Robotics and Automation (ICMRA)*, May 2018.
- [4] J. H. Park and D. H. Lee, "Sensorless control of PMSM using voltage and current angle estimation," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019.
- [5] S. Y. Yun, H. J. Lee, J. J. Lee, I. G. Kim, and J. Lee "Research on the starting methods for initial driving of PMSM," in *2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, 2012.
- [6] D. U. Kim and S. Kim "Speed controller transition method for I-F operation and sensorless operation of permanent magnet synchronous motor," *Institute of Korean Electrical and Electronics Engineers*, Vol. 23, No. 2, pp. 543 - 551, Jun. 2019.
- [7] C. Choi, T. H. Won, S. J. Park, H. W. Park, and C. U. Kim "The sensorless control of PMSM using the coordinate transform and differential method" *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 107 - 115, Apr. 2003.
- [8] M. M. Gaballah, A. M. El-Nagar, E. A. G. El-Araby, M. El-Bardini, and M. M. Sharaf, "Embedded flux linkage estimator based sensorless field oriented control of a PMSM," in *2nd IEEE International Conference on Electronic Engineering (ICEEM2021)*, Egypt, Jul. 2021.
- [9] H. Zhou, M. Kuang, and J. Wu, "A rotor position and speed estimation method for sensorless control of permanent magnetic synchronous motor," in *3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012.
- [10] Y. Yu, H. Song, and D. Xu, "Research on speed sensorless vector control of induction motor based on stator flux orientation," in *Proceedings of 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cat. No 02CH37289, 2002.



**박성명(朴聖明)**

1995년 12월 24일생. 2020년 인천대 전기공학과 졸업. 2020년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



**김준석(金峻奭)**

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 인천대 전기공학과 교수. 당 학회 재무이사.