http://dx.doi.org/10.6113/TKPE.2013.18.6.523

영구자석 표면부착형 동기전동기의 전류제어기를 이용한 센서리스 기동방법 및 속도제어

백인철[1], 이주석[1], 김학원†

Sensorless Speed Control and Starting Algorithm using Current Control of SPM Synchronous Motor

In-Cheol Baik[1], Ju-Suk Lee[1], and Hag-Wone Kim†

Abstract - A sensorless speed control of a permanent magnet synchronous motor(PMSM) which utilizes MRAS based scheme to estimate rotor speed and position is presented. Considering an error between real and estimated rotor position values, a state equation of PMSM in the synchronous d-q reference frame is represented. A state equation of model system which uses estimated speed and nominal parameter values is expressed. To minimize the errors between the derivatives of d-q axis currents of real and model system, MRAS based adaptation mechanisms for the estimation of rotor speed and position are derived. On the other hand, for the acceleration stage of motor just before the sensorless operation, an acceleration scheme using only d-axis current control is proposed. To show the validity of the proposed scheme, experimental works are carried out and evaluated. During acceleration stage, the acceleration scheme using only d-axis current command shows good acceleration performance and controlled current level. For the sensorless operation, at low speed (5% of rated speed), a good performance is observed.

Keywords: sensorless of PMSM, starting algorithm, surface mounted PMSM

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 직류전동기 및 유도전동기와 대비하여 높은 효율과 파워 밀도, 견고한 구조, 토크 대비 낮은 관성 능률, 우수한 제어성능 등의 장점으로 군수 분야와 민간 산업의 다양한 분야에서 널리 사용되고 있다. 그런데 영구자석 동기전동기의 구동을 위하여, 고정자의 기준 위치에 대한 회전자 자극의 상대적인 위치 정보를 알아야 한다는 기본적인 조건이 충족되어야 한다. 일반적인 경우 엔코더(Encoder) 또는 레졸버(Resolver) 등의 위치 검출용 센서(Sensor)를 회전자의 축에 부착하여 위치정보를 측정하여 구동한다. 일반적으로 위치 검출용 센서의 가격이 비싸다는 측면과 설치를 위한 별도의 공간 확보가 필요하다는 점은 중요한 단점으로 지적될 수 있다. 특히 냉장고나 에어컨 등의 가전제품의 핵심 부분인 압축기 구동용으로 사용되는 경우에는 사용 환경상 위치 검출용 센서를 설치하기 매우 곤란한 경우도 있다.

이를 위해 영구자석 동기전동기 구동을 위한 센서리스 연구가 지금까지 진행되었다[1]-[6]. 센서리스 운전 방식은 크게 역기전력에 기반한 방식[1]-[5]과 위치에 따른 인덕턴스 변화에 기반한 방식[6,7]으로 구분할 수 있다. 일반적으로 역기전력에 기반한 방식은 전동기의 모델을 이용하여 역기전력을 추출하는 방식이고, 인덕턴스에 기반한 방식은 신호 주입을 통하여 인덕턴스의 값을 추출하는 방식이다. 그러나 인덕턴스에 기반한 방식은 위치에 따른 인덕턴스의 변화가 존재하는 영구자석 매립형 동기전동기에 적용이 가능하지만, 인덕턴스 값이 위치에 따라 일정한 영구자석 표면 부착형에는 적용이 불가능하다. 역기전력에 기반한 방식 중 산업계에서 널리 이용되는 방법은 통칭 Matsui 방식이라고 하는 전류 기반

Paper number: TKPE-2013-18-6-3
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author : khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320
[1] Dept. of Electrical & Control Engineering, Gyeonggi College of Science and Technology
Manuscript received Mar. 27, 2013; accepted Jul. 11, 2013

방식이 많이 사용된다[3]. 이 방식은 q축 전류로 역기전력을 감지하고, d축 전류와 감지된 역기전력을 이용하여 위치를 감지하는 방식이며, 높은 위치 감지 안정성을 가지고 있어 널리 사용된다. 그러나 이 방식의 속도 감지 방법은 감지된 위치를 미분하여 속도를 감지하므로, 미분으로 인한 신호 잡음이 발생하며 이를 줄이기 위하여 신뢰성 있는 속도 감지를 위하여 저역 통과 필터가 필요하며 이에 따른 속도 감지 지연이 발생될 수 있는 단점을 가진다. 한편, 역기전력에 기반한 방식은 역기전력이 작은 정지 및 저속에서 역기전력 신호가 위치를 추출할 만한 충분한 신호가 되지 않기 때문에 특정한 속도까지 위치 신호 없이 일정한 속도로 가속을 실시하여야 한다[1]. 이 때 일반적인 방식으로써 속도 지령에 따른 정해진 전압을 인가하는 일정 V/f을 이용한 동기 가속 방식을 많이 사용하나 이 방식은 부하 조건 및 영구자석 동기전동기의 초기 위치에 따라 과도한 전류가 발생될 수 있어 시스템의 신뢰성에 나쁜 영향을 줄 수 있다. 이에 따라 전류가 과도하지 않은 새로운 방식의 동기 가속 방법이 요구된다.

본 논문에서는 모델기준 적응시스템에 기반한 회전자 속도 및 위치 추정을 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 방법을 제시한다. 실제의 회전자 위치와 추정된 위치 사이의 오차를 고려하여, 동기 d-q 기준축에서의 영구자석 동기전동기의 상태방정식을 표현하였다. 또한, 추정된 속도와 공칭 파라미터를 사용하여 모델 상태방정식을 표현하였다. 실제와 모델 시스템에서의 d-q 전류 미분의 오차를 최소화 할 수 있도록, 모델기준 적응시스템에 기반한 회전자 속도와 위치 추정 방법이 유도되었다. 유도된 q축 전류 오차는 속도 관측기로, 유도된 d축 전류 오차는 위치 관측기로 활용하여 위치와 속도를 동시에 관측할 수 있는 방법을 제안한다. 한편, 센서리스 구동으로 동작하기 전의 준비 단계로서, 가속 구간에서 d축 전류 제어 방법을 통한 가속 알고리듬을 제안한다. 제시된 기동시의 가속 방법은 공기 베어링 등을 사용하는 경우 전동기를 기동할 때 발생될 수 있는 과도한 전류로 인한 문제에 효과적으로 대처할 수 있는 방법으로 판단된다. 일반적으로 정격속도 대비 저속으로 구동할 경우, 인버터의 Dead Time의 영향이 크고 상대적으로 작은 역기전력 때문에 센서리스 구동에 악조건이라고 할 수 있는데 본 논문에서는 정격속도 대비 5%의 저속으로 구동하여 실험을 실시하였다. 실험결과 기동 가속 구간에서 양호한 전류제어 결과를 볼 수 있었으며, 정격속도 대비 5% 의 저속 조건에서 양호한 센서리스 속도제어 성능을 검증할 수 있다.

2. 영구자석 동기전동기의 전류 기반 Sensorless 운전 방법

그림 1은 2극의 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 구조와 이에 대한 전기적 등가 모델을 나타내었다[8]. 영구자석 동기전동기는 3상의 전기자 권선이 감겨있는 고정자와 영구자석이 있는 회전자로 구성된다. 고정자에는 3상의 권선이 전기적으로 120도마다 감겨있고, 이 권선을 통해 외부에서 전압이 전동기로 인가된다. 고정자의 전기자 권선은 여러 턴(Turn)의 코일(Coil)로 구성되고, 이 권선은 권선에 쇄교 되는 자속의 변화에 따라 고정자에 전압이 유기된다. 또한 고정자 권선은 저항을 갖는다. 이에 따라 고정자 전압과 전류의 관계는 식 (1)과 같다.

$$v_a = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (1)$$
$$v_b = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + \frac{d\lambda_b}{dt}$$
$$v_c = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + \frac{d\lambda_c}{dt}$$

식 (1)에서 R_s는 상 저항, L_s는 상 인덕턴스이다. a,b,c는 각 상을 의미하며, v_a, i_a, λ_a는 a상의 전압, 전류 및 영구자석에 의하여 각상의 권선에 나타나는 자속 쇄교량을 나타낸다. 자속 쇄교량 λ_a는 위치에 따른 함수로 영구자석 동기전동기의 회전자 위치 정보를 가지고 있다. 센서리스 위치 감지 방법에서 사용 가능한 좌표축의 관계를 그림 2에 나타내었다[4]. a,b,c 좌표계는 a,b,c 축으로 나타내어진다. a,b,c축은 각각 a,b,c상 권선에 전류가 흐를 때 생성되는 자속의 방향을 기준으로 한다. 직각 정지 좌표축인 $\alpha\beta$ 좌표계의 경우, α축은 a축과 동일한 축이며, β축은 α축보다 전동기의 회전 방향으로 전기적으로 90도 앞선다. a,b,c 좌표계 및 $\alpha\beta$ 좌표계는 좌표축이 정지해있는 정지 좌표계이다. 반면 동기 좌표계는 전동기의 회전자의 회전에 따라 동기 속도로 회전하는 좌표계이다. 동기 좌표계의 경우, d축은 영구자석의 N극의 자속 방향과 동일하고, q축은 d축보다 전동기의 회전 방향으로 전기적으로 90도 앞선다. dc축과 qc축은 제어기가 추정하고 있는 d축과 q축 방향이며, 이는 실제 dq축과 $\Delta\theta_e$ 만큼 오차를 가지고 있다. 제어 대상이 되는 영구자석 동기 전동기의 제어기의 전류상태 방정식을

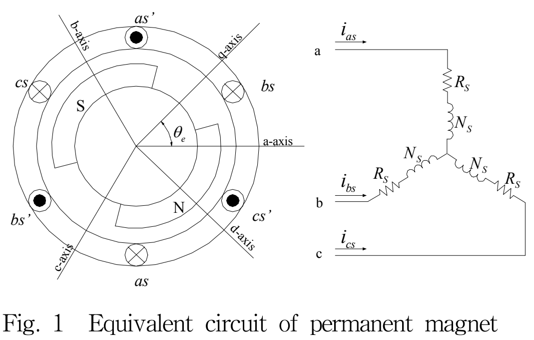


Fig. 1 Equivalent circuit of permanent magnet synchronous motor

동기 dq 좌표계를 기준으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}\frac{di_{qc}}{dt}\\ \frac{di_{dc}}{dt}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\frac{R_s}{L_s} & -\omega_e\\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_s}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_{qc}\\ i_{dc}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{v_{qc}}{L_s}\\ \frac{v_{dc}}{L_s}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}-\frac{\omega_e\lambda_m}{L_s}cos\Delta\theta\\ \frac{\omega_e\lambda_m}{L_s}sin\Delta\theta\end{pmatrix} \qquad (2)$$

위 식에서 i_{qc}, i_{dc}는 영구자석 동기전동기의 qc축, dc축 전류, v_{qc}, v_{dc}는 qc축, dc축 전압, L_s는 고정자의 인덕턴스, λ_m은 역기전력 상수 그리고 ω_e는 전동기 구동속도를 의미한다. 모델기반 적응 제어 기법을 사용하여 센서리스 운전을 행하기 위하여 제어기 내에 정의하는 영구자석 동기전동기의 모델식을 적으면 아래와 같다.

$$\begin{pmatrix}\frac{di_{qcM}}{dt}\\ \frac{di_{dcM}}{dt}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\frac{R_{s0}}{L_{s0}} & -\hat{\omega}_e\\ \hat{\omega}_e & -\frac{R_{s0}}{L_{s0}}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_{qc}\\ i_{dc}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\frac{v_{qc}}{L_{s0}}\\ \frac{v_{dc}}{L_{s0}}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}-\frac{\hat{\omega}_e\lambda_m}{L_{s0}}\\ 0\end{pmatrix} \qquad (3)$$

위 식에서 아래첨자 0은 공칭 파라미터를, i_{qcM}, i_{dcM}은 제어기의 모델에 의하여 계산된 전류를, $\hat{\omega}_e$는 제어기가 추정하고 있는 속도를 의미한다. 모델 식은 실제 위치와 추정 위치가 일치하는 이상적인 상태에서 구동되는 것을 가정한 식으로 위치오차 $\Delta\theta$를 0으로 본 것이다. 식 (3)에서 모델의 전류 변화는 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}\frac{di_{qcM}(kT)}{dt}&=\frac{i_{qcM}(kT)-i_{qc}((k-1)T)}{T}\\ \frac{di_{dcM}(kT)}{dt}&=\frac{i_{dcM}(kT)-i_{dc}((k-1)T)}{T}\end{aligned} \qquad (4)$$

단, 위 식에서 T는 샘플링타임을 의미한다. 식 (4)에서 알 수 있는 바와 같이 k 샘플링(Sampling) 시점의 모델 전류 계산 시 $k-1$ 샘플링 시 전류는 모델의 전류가 아니라, 실제의 dc축, qc축의 전류임에 유의하여야 한다. 식 (2)와 식 (3)에서 공칭 파라미터와 실제 파라미터가 일치하는 경우, i_{qc}, i_{qcM} 및 i_{dc}, i_{dcM}의 차이는 위치오차 및 실제 전동기 속도와 제어기가 알고 있는 속도간의 차이에 기인한다. 파라미터가 일치하는 경우, 식 (2)와 (3)으로부터 전류 변화율의 차를 구하면 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}\frac{di_{dc}}{dt}-\frac{di_{dcM}}{dt}&=\frac{\omega_e\lambda_m}{L_s}sin\Delta\theta\\ \frac{di_{qc}}{dt}-\frac{di_{qcM}}{dt}&=-\frac{\left(\omega_e\cos\Delta\theta-\hat{\omega}_e\right)\lambda_m}{L_s}\end{aligned} \qquad (5)$$

식 (5)는 영구자석 동기 전동기의 실제 파라미터와 모델에서 사용된 공칭 파라미터가 일치된 경우이며, 전압 왜곡 보상 알고리듬을 통해, 인버터의 전압 왜곡이 정확히 보상된 경우에 한한다. 식 (5)에서 위치 오차가 작다고 가정하면 식 (6)으로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}&\sin\Delta\theta\approx\Delta\theta\\ &\cos\Delta\theta\approx 1\end{aligned} \qquad (6)$$

식 (6)를 식 (5)에 대입하면 식 (7)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}\theta-\hat{\theta}&=\frac{L_s}{\omega_e\lambda_m}\left(\frac{di_{dc}}{dt}-\frac{di_{dcM}}{dt}\right)\\ \omega_e-\hat{\omega}_e&=-\frac{L_s}{\lambda_m}\left(\frac{di_{qc}}{dt}-\frac{di_{qcM}}{dt}\right)\end{aligned} \qquad (7)$$

식(7)로부터 영구자석 동기전동기의 위치 및 속도를 동시에 관측할 수 있다. 식(7)에 의한 위치 감지 방법은 참고문헌 [4]에서 제안된 방법과 거의 유사하지만, 참고문헌 [4]에서 제안된 방식은 위치 감지식은 거의 동일하지만, 속도 관측에 대한 언급이 없다. 속도 관측의 일반적인 방법은 위치 감지 결과를 미분하여 속도 정보를 얻을 수 있으나, 이 방법은 미분으로 인한 신호 잡음이 발생하며 이를 줄이기 위하여 신뢰성 있는 속도 감지를 위하여 저역 통과 필터가 필요하며 이에 따른 속도 추정 지연이 발생될 수 있는 단점을 가진다.

한편, 식 (7)을 이용하면 전동기의 위치와 속도를 관측할 수 있다. 그러나 식 (7)은 연속 전류 식이므로, Micro Computer 또는 DSP 등을 이용한 디지털 방식에 직접 적용이 어렵다. 식 (4)를 이용하여 식 (7)을 이산형태의 식으로 정리하면 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned}\theta(kT)-\hat{\theta}(kT)&=\left(\frac{i_{dc}(kT)-i_{dcM}(kT)}{T}\right)\frac{L_s}{\omega_e\lambda_m}\\ \omega_e(kT)-\hat{\omega}_e(kT)&=-\left(\frac{i_{qc}(kT)-i_{qcM}(kT)}{T}\right)\frac{L_s}{\lambda_m}\end{aligned} \qquad (8)$$

식 (8)을 이용하여 위치 관측기와 속도 관측기를 아래와 같이 설계할 수 있다.

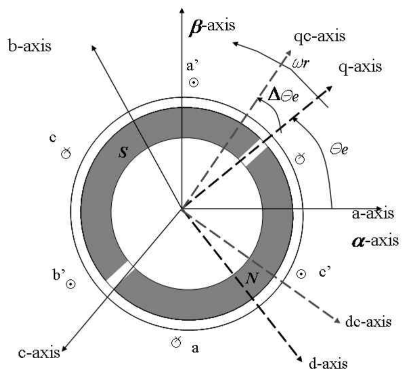


Fig. 2 Coordinate of permanent magnet synchronous motor for sensorless drive

$$\hat{\omega_e}(kT) = \hat{\omega_e}((k-1)T) - \frac{L_s}{T\lambda_m}(i_{qc}(kT) - i_{qcM}(kT)) \quad (9)$$
$$\hat{\theta}(kT) = \hat{\theta}((k-1)T) + \frac{L_s}{\hat{\omega_e}(kT)\lambda_m T}(i_{dc}(kT) - i_{dcM}(kT)) + \hat{\omega_e}(kT)T$$

그러나 위의 식으로 적용할 경우, 위치 관측 및 속도 관측 시스템이 불안정할 수 있다. 안정적으로 속도 및 위치를 관측하기 위하여 관측기를 이산 형태의 식으로 쓰면 아래의 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\omega_e}(kT) = \hat{\omega_e}((k-1)T) - K_\omega(i_{qc}(kT) - i_{qcM}(kT)) \quad (10)$$
$$\hat{\theta}(kT) = \hat{\theta}((k-1)T) + K_\theta(i_{dc}(kT) - i_{dcM}(kT)) + \hat{\omega_e}(kT)T$$

식 (9)와 (10)으로부터 안정적으로 위치 및 속도를 감지할 수 있는 이득의 범위를 구하면 식 (11)과 같이 쓸 수 있다.

$$K_\omega < \frac{L_s}{T\lambda_m} \quad (11)$$
$$K_\theta < \frac{L_s}{T\omega_e\lambda_m}$$

식 (11)에서 속도 관측기 이득의 경우 영구자석 동기 전동기의 파라미터 항 만 사용하여 구성되지만, 위치 관측기 이득의 경우 속도 항이 분모에 포함되어있다. 이 때문에 위치 관측기 이득의 경우 속도가 커짐에 따라 이득은 점차 작아지도록 가변 이득으로 설계할 필요가 있다.

3. 정지 및 저속 운전을 위한 동기 가속 방법

영구자석 동기 전동기의 센서리스 운전을 위한 동기 가속 방법에 대하여는 참고문헌 [1]에 잘 언급되어 있다. 참고 문헌 [1]에 의하면, 동기 가속은 임의의 위치에서 특정 위치로 회전자를 정렬 시키는 위치 초기화 운전 구간, 위치 감지 신호 없이 일정속도까지 가속하는 동기 가속 운전 구간, 그리고 마지막으로 센서리스 운전으로 절환 하는 절환 운전 구간으로 구분할 수 있다. 안정적인 센서리스 운전을 위해서는 적절한 동기 가속 운전이 필요하다. 일반적인 동기 가속 운전은 일정한 속도에 따라 인가하는 전압의 크기를 v/f로 결정하여 제어한다. 그러나 일정 주파수에서 일정 전압을 인가하는 v/f 방식의 경우 부하조건 및 회전자 초기 정렬 상태에 따라 전동기에 흐르는 전류가 크게 차이가 발생할 수 있고, 이로 인한 전동기 및 인버터의 신뢰성 저하가 우려된다. 이에 따라 본 논문에서는 전류 제어를 통한 동기 가속에 의한 기동 방법을 제안하고자한다. 본 논문에서 제안하는 전류 제어 방법에 의한 동기 가속의 경우 전류 제어기의 출력 전압과 전류, 속도 지령에 따라 아래의 식으로 인버터에 가해질 전압이 결정된다.

$$v_{qc}^* = R_{s0}i_{qc}^* + L_{s0}\omega_e^* i_{dc}^* + \omega_e^*\lambda_{m0} + u_{qc}^* \quad (12)$$
$$v_{dc}^* = R_{s0}i_{dc}^* - L_{s0}\omega_e^* i_{qc}^* + u_{dc}^*$$

여기서 i_{qc}^*, i_{dc}^*은 각각 제어기 dc-qc좌표계의 qc축과 dc축의 전류 지령이다. 또한 ω_e^*은 속도 지령을 의미하며 전동기의 부하 조건을 고려하여 적정한 가속 패턴을 둔다. u_{qc}^*, u_{dc}^*는 각각 qc축과 dc축 PI 전류제어기의 출력인 전압 지령을 의미한다.

본 논문에서 제안하는 동기 가속에 의한 기동 방법은 미리 정해준 전류의 상한치만큼 전류를 가할 수 있어 보다 안정적인 구동이 가능한 전류제어 방법을 사용하며 여러 전류제어 방법 중에서 동기좌표계(Synchronous Frame)에서 d,q축 간 상호 간섭 배제 전류 제어(Decoupling Current Control) 방법을 사용한다. 이 방법은 PI 제어를 사용하되 역 기전력과 저항과 인덕턴스에 의한 상호 간섭(cross coupling) 항들을 미리 제거하게 되며, 동기 좌표계에서 동작하므로 직류항의 전류를 제어(regulation)하여 정상상태 특성이 우수한 특징을 가진다. v/f 제어의 경우 전압 제어 방식이므로, 특정 속도에서 큰 전류가 인가될 수 있는 단점이 있으나, 전류 제어의 경우 전류의 크기를 일정하게 제어하여 기동 시 과도한 전류가 발생되지 않는 장점을 가지고 있다. 또한 전압 제어의 경우 조건에 따라 v/f 조건 및 부하 조건에 따라 기동 전류가 달라지므로 최적 v/f 조건을 찾기 위하여 고려하여야 할 변수가 많지만, 전류 제어의 경우 전류 크기만이 변수이므로 최적 전류 명령을 찾기가 용이한 장점이 있다.

본 논문에서 제안하는 전류 제어의 전류 지령은 d축 전류 지령을 주고, q축 전류 지령은 0으로 한다. 이는 전동기를 가속하는데 다소 큰 전류가 요구되지만, 회전자와 고정자 간의 자속의 각도가 일치되게 하여 동기 가속을 용이하게 하기 위해서이다. 일반적으로 동기 가속 시 전동기의 실제 위치 정보가 없으므로 회전자가 어느 위치에 있는지 정확히 알 수 없다. q축으로 동기 가속 후 센서리스 운전 천이 시 회전자 자속과 고정자 자속이 90도를 이루어 가속하게 되나, 부하의 증가로 이 조건을 유지를 못하는 경우 회전자 자속과 고정자 자속의 각도가 90도를 넘어 탈조할 가능성이 커진다. 반면 d축으로 동기 가속을 하는 경우 가속을 위한 전류는 다소 증가하나 전동기의 회전자 자속과 고정자 자속의 각도가 전기각 0도 근처로, 탈조가 이루어지는 전기각 90보다 커질 가능성이 적어져 상대적으로 신뢰성 있는 가속을 행할 수 있다. 이에 따라, d축의 전류 지령의 크기는 가속 시 외부 부하 및 관성을 이길 수 있도록 다소 큰 값을 주고, q축 전류 지령은 0을 준다.

$$i_{qc}^* = 0 \quad (13)$$
$$i_{dc}^* = I_M$$

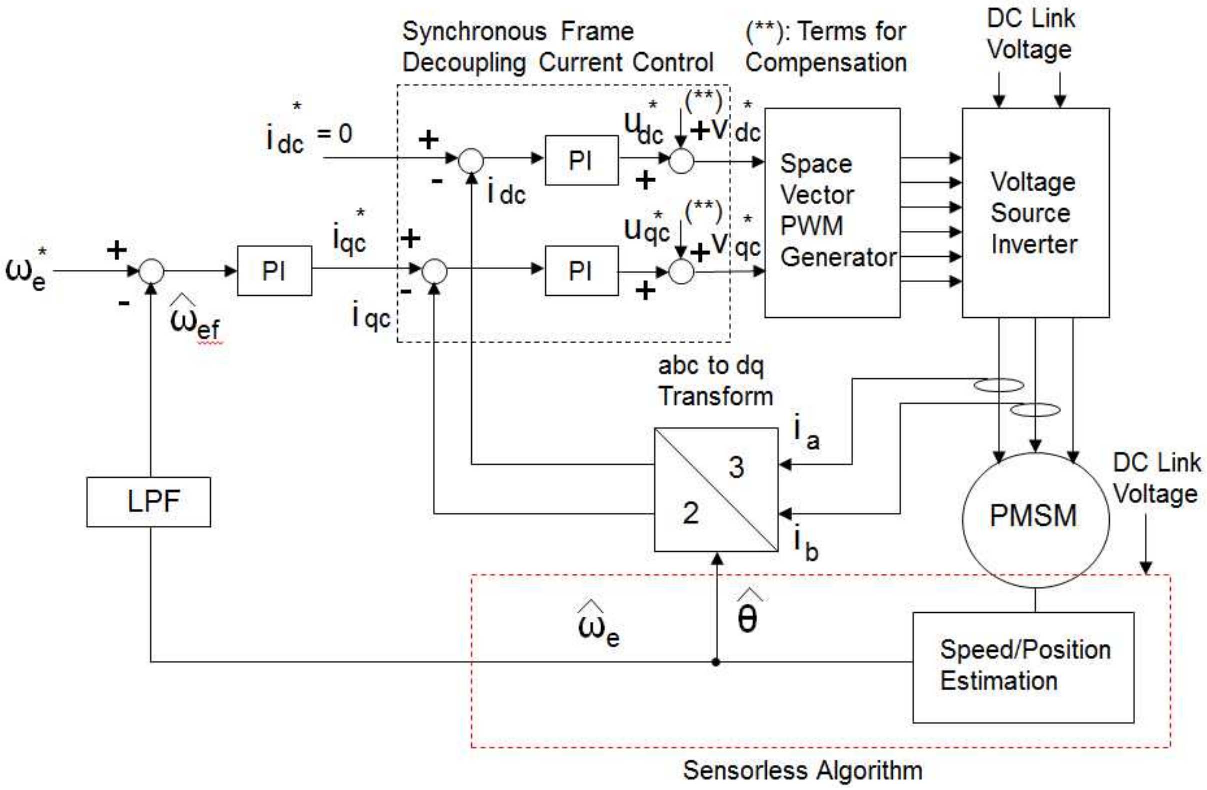


Fig. 3 Overall Block Diagram for Proposed Sensorless Control Scheme

식 (13)를 고려하여 식 (12)을 다시 정리하면 식 (14)와 같다.

$$
\begin{aligned}
v_{qc}^{*} &= 0 + L_{s0}\omega_e^{*} I_M + \omega_e^{*}\lambda_{m0} + u_{qc}^{*} = L_{s0}\omega_e^{*} I_M + \omega_e^{*}\lambda_{m0} + u_{qc}^{*} \\
v_{dc}^{*} &= R_{s0} I_M - 0 + u_{dc}^{*} = R_{s0} I_M + u_{dc}^{*}
\end{aligned}
\quad (14)
$$

동기 가속 운전 구간을 지나 센서리스 운전으로 절환이 이루어진 이후에는 역시 식 (12)을 통하여 얻어진 구동 명령에 의하여 센서리스 구동운전이 이루어지게 된다. 그림 3은 본 논문에서 제안하는 센서리스 구동 방법의 전체적인 구성을 나타낸다.

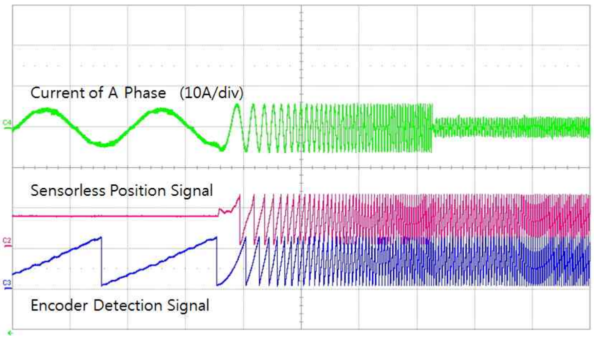
4. 실 험

제안하는 센서리스 알고리즘을 검증하기 위하여 표 1에 표시된 사양을 갖는 영구자석 동기전동기를 대상으로 TMS320F28335 DSP를 이용하여 센서리스 제어 방법을 구현하고 실험을 수행하였다. 일반적으로 정격속도 대비 저속으로 구동할 경우, 인버터의 데드 타임(Dead Time)의 영향이 크고 상대적으로 작은 역기전력 때문에 센서리스 구동에 악조건이라고 할 수 있는데 본 논문에서는 인버터의 직류 링크(DC Link) 전압이 80[V] 인 조건에서 정격속도(60,000 rpm) 대비 5%의 저속(3,000rpm)으로 구동하여 실험을 수행하였다.

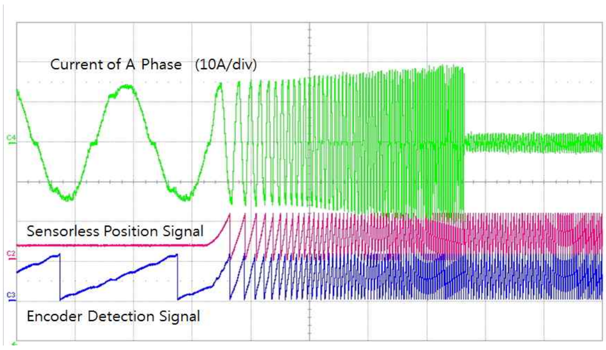
Table 1 Specification of PMSM

Rated Power	7.5 kW	Rated Speed	60,000 rpm
Rated Voltage	380 Vac	No. of Pole Pairs	1
Stator Phase Resistance	45.4 mΩ	d axis Inductance	0.1155 mH
Back EMF const.	0.029 Vsec/rad	q axis Inductance	
Moment of Inertia	2.07×10^{-4} $Nmsec^2$		

PI 전류 제어기의 이득은 $Kp_i = 1.0$, $K_{Ii} = 30.0$을 사용하였다. 모델기준 적응시스템에 기반한 회전자 속도 및 위치 추정에 사용된 이득은 각각 $K_w = 1.0$, $K_T = 0.02$를 사용하여 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 그림 4의 (a)와 (b)는 제안하는 센서리스 기동 방법과 기존 센서리스 기동 방법의 실험 결과를 나타낸 파형이다. 위에서 부터 차례로 정렬 및 가속 그리고 센서리스 구간에서의 A상 전류 파형, 센서리스 위치 감지 신호, 엔코더 출력 신호를 나타내 보이고 있다. 그림 (a)의 제안된 방법 에 의한 기동 방식은 초기 전류 제어를 통하여 특정 위치에 정렬 운전을 행한다. 이 후 식 (14)를 통하여 정해진 속도



(a) Proposed Method



(b) Conventional Method

Fig. 4 Sensorless starting algorithm comparison between proposed and conventional method

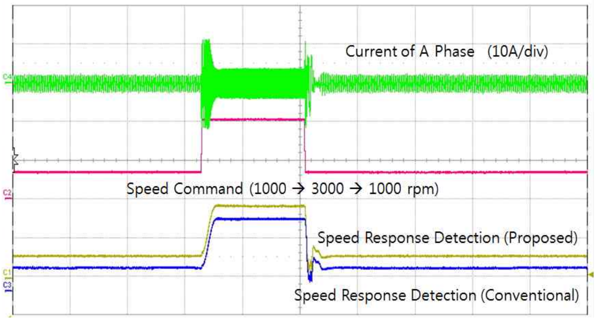


Fig. 5 Transient speed response of sensorless operation and comparison between the proposed and conventional speed sensing

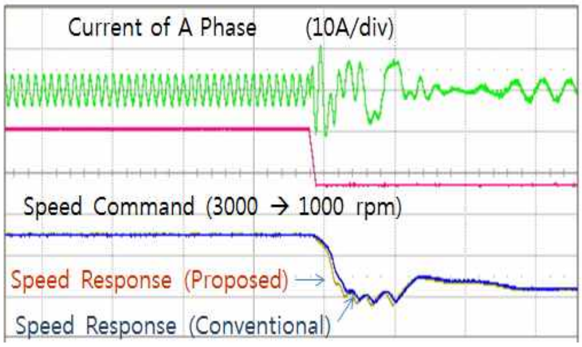


Fig. 6 Comparison of speed sensing between the proposed and conventional method in fast speed variation

명령에 따라 가속 운전을 실시하여 센서리스 운전으로 전환하였다. 가속 구간에 센서리스 구동을 위한 속도 및 위치 추정 알고리즘은 계속 동작하고 있다. 가속 운전 시 전류 명령은 $I_M = 5\,\text{A}$ 로 설정된 조건에서 전류 제어를 통하여 가속을 진행하였으며, 센서리스 전환 시 부하조건에 적합한 전류로 전류가 작아짐을 알 수 있다. 가속은 약 1000 rpm 까지 진행 될 수 있도록 하였고 관측된 신호와 동기 지령 신호 사이의 차이가 일정 값(±1%) 이내 일 경우 센서리스 동작으로 천이가 일어나도록 하였다. 제안한 방식에 의한 가속은 과전류 없이 양호한 가속 구동 성능을 보이고 있다. 그림 (b)의 기존 방식에 의한 기동 방식으로 초기 정렬 운전한 일정한 전압을 인가하면서 정렬하도록 하였으며, 가속 구간에서는 일정한 V/f 방식으로 가속을 실시하였다. 이 때 원활한 가속을 위하여 q축과 d축에 적정한 초기 옵셋 전압(Offset Voltage)를 인가하였다. 이때 원활한 가속 운전을 위하여 여러 가지 옵셋 전압과 V/f 값 등을 많은 시도를 통하여 적정한 값들을 설정하였다. 반면, 제안된 방법은 d축 전류 명령만이 가속 운전을 위한 설정 값이므로 상대적으로 쉽게 가속 운전이 가능하도록 설정할 수 있었다. 또한 전류 값을 비교하여 보면 제안된 방법은 설정된 전류 명령 값을 실제 전류가 추종하여 일정한 전류로 가속 운전이 가능하지만, 기존의 방법은 부하조건에 따라 큰 전류가 흐를 수 있음을 알 수 있다. 이는 기존의 방법은 전압 제어를 통한 가속 방법으로 불필요한 과도한 전류 피크(Current Peak)의 발생이 제안된 방법에서는 전류제어를 통하여 억제되기 때문이다.

그림 5와 그림 6는 각각 센서리스로 동작하는 구간에서의 속도 응답을 나타낸다. 그림 5는 속도 명령 변화 구간 전체를 나타낸 것이며, 그림 6은 속도 명령을 낮추었을 때의 응답 특성을 확대하여 나타낸 그림이다. 실험을 위한 속도 명령은 1000[rpm] 운전 중 3000[rpm]으로 속도 지령을 변화 시키고, 이후 다시 속도 명령을 1000[rpm]으로 변화 시켰다. 그림 5와 6에서 알 수 있는 바와 같이 속도 명령의 빠른 변화에도 실제 운전 속도가 잘 추종함을 알 수 있다. 그림에서 속도 응답은 관측기를 사용하였으며, 식 (9)에 의한 제안된 방법에 의한 속도 관측 방법과, 센서리스 위치 감지된 결과를 미분하여 얻어진 기존 방법에 의한 속도 관측 결과를 각각 나타내었다. 또한 두 방법 모두 속도 감지를 위한 동일한 대역의 저역 통과 필터를 두고 감지하였다. 두 가지 방법 모두 속도 관측의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 그림 6의 확대된 파형을 보면, 제안된 방법에 의한 속도 감지 방법이 기존의 방법보다 속도 감지 지연이 다소 작음을 알 수 있다. 기존 방법에 비해 제안된 방법은 q축 전류 오차로부터 계산하기 때문에 기존 방식에 비하여 계산량이 작고 또한 상대적으로 빠르게 속도를 감지할 수 있음을 예상할 수 있다. 한편, 본 실험의 조건은 구동 속도가 정격속도(60,000 rpm) 대비 5%의 저속

(3,000 rpm)으로 인버터의 데드 타임(Dead Time)의 영향이 크고 상대적으로 작은 역기전력 때문에 센서리스 구동에 악조건이라고 할 수 있는 조건이다. 인버터의 DC Link 전압은 80V 이다. 그림 6의 결과에서 Absolute Encoder로 직접 측정한 회전자 위치와 추정된 위치사이의 오차가 2-3% 정도로 관찰되는 결과를 얻었다.

5. 결 론

본 논문에서는 모델기준 적응시스템에 기반한 회전자 속도 및 위치 추정을 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 방법을 제시하였다. 실제의 회전자 위치와 추정된 위치 사이의 오차를 고려하여, 동기 d-q 기준 축에서의 영구자석 동기전동기의 상태방정식을 표현하였다. 또한, 추정된 속도와 공칭 파라미터를 사용하여 모델 상태방정식을 표현하였다. 실제와 모델 시스템에서의 d-q 전류 미분의 오차를 최소화 할 수 있도록, 모델기준 적응시스템에 기반한 회전자 속도와 위치 추정 방법이 유도되었다. 유도된 q축 전류 오차는 속도 관측기로, 유도된 d축 전류는 위치 관측기로 활용하여 위치와 속도를 동시에 관측할 수 있는 방법을 제안한다. 한편, 센서리스 구동으로 동작하기 전의 준비 단계로서, 가속 구간에서 d축 전류 제어 방법을 통한 가속 알고리듬을 제안하였다. 제시된 기동시의 가속 방법은 공기 베어링 등을 사용하는 경우 전동기를 기동할 때 발생될 수 있는 과도한 전류로 인한 문제에 효과적으로 대처할 수 있는 방법으로 판단된다. 일반적으로 정격속도 대비 저속으로 구동할 경우, 인버터의 데드 타임(Dead Time)의 영향이 크고 상대적으로 작은 역기전력 때문에 센서리스 구동에 악조건이라고 할 수 있는데 본 논문에서는 정격속도 대비 5%의 저속으로 구동하여 실험을 실시하였다. 실험결과 기동 가속 구간에서 양호한 전류제어 결과를 볼 수 있었으며, 정격속도 대비 5% 의 저속 조건에서 양호한 센서리스 속도제어 성능을 검증하였다.

본 연구는 2013년도 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (*No. 2013011487*)
본 연구와 관련하여 실험에 많은 도움을 주신 정시스템의 박정근 대표에게 감사드립니다.

References

[1] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon, and Ji-Seob Byeon, "Implementation of Snesorless Vector Control for Super-High Speed PMSM of Turbo-Compressor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No.3 pp. 811-818, May/June 2003.
[2] Changsheng LI and Malik Elbuluk, "A sliding mode for sensorless control of permanent magnet synchronous motors," *2001 IEEE, IAS Conference*, pp. 1273-1278, 2001.
[3] Ryiji Mizutani, Takaharu Takeshita, and Nobuyuki Matsui, "Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 34, No.4, pp. 841-846, July/Aug. 1998.
[4] Nobuyuki Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 2, pp. 300-308, April 1996.
[5] Zhiqian Chen, Mutuwo Tomita, Shinji Ichikawa, and Shigeru Okuma, "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force," *2000 IEEE, IAS Conference*, pp. 1814-1819, 2000.
[6] S. Ogasawara and H. Akagi, "Implementation and position control performance of a position-sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, pp. 806-812, July/Aug. 1998.
[7] Sungmin Kim, Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 48, No. 5, pp. 1576-1587, Sep./Oct. 2012.
[8] Hag Wone Kim, "Simulation of 30,000rpm position sensorless operation of permanent magnet synchronous motor," *Transaction of Chungju National University*, Vol. 44, pp. 227-232, Dec. 2009.

백인철(白仁哲)
1962년 2월 25일생. 1984년 건국대 전자공학과 졸업. 1987년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 1998년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(공박). 1987년~2003년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2003년~현재 경기과학기술대 전기제어과 부교수.

이주석(李宙祏)
1967년 9월 18일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1997년 나고야공업대학 대학원 전기정보과 석사과정. 졸업 2000년 동 대학원 전기정보과 졸업(공박). 2000년~2002년 스미토모중기계공업 연구원. 2002년~현재 경기과학기술대 공조기계과 조교수. 당 학회 학술위원.

김학원(金學源)
1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공박). 1991년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대(구 충주대) 제어계측공학과 부교수. 당 학회 학술위원.