

좌표 변환과 미분 기법을 이용한 PMSM의 센서리스 제어

崔哲^{**}, 元太鉉^{***}, 朴晟濬^{*}, 朴漢雄^{****}, 金喆禹^{*****}

The Sensorless Control of PMSM Using the Coordinate Transform and Differential Method

Cheol Choi, Tae-Hyun Won, Sung-Jun Park, Han-Woong Park, and Cheul-U Kim

요 약

PMSM은 높은 토크 특성과 우수한 전력 밀도, 높은 효율 때문에 산업용 및 가정용 기기로 널리 사용되고 있다. PMSM의 우수한 제어 수행을 위해서는 회전자 위치의 정확한 정보가 필요하다. 그러나 위치 센서의 가격이 비싸고, 열악한 환경에서 신뢰도가 떨어지기 때문에 최근에는 센서리스 알고리즘에 대한 연구가 많이 진행되고 있다.

본 논문에서는 회전자 위치의 추정을 위해 쇄교 자속의 도함수를 이용한다. 수치적 미분을 행하지 않고 전압 방정식과 측정된 상전류를 이용한 수식적 미분을 통해 쇄교 자속을 구하는 α - β 변환과 수식적 미분을 이용한 새로운 센서리스 알고리즘을 제안한다. 제안된 센서리스 속도 제어 알고리즘이 실험을 통해 증명된다.

ABSTRACT

PMSM(permanent magnet synchronous motor) are widely used in industrial and home appliance because of their high torque to inertia ratio, superior power density, and high efficiency. For the high control performance, accurate information of rotor position is essential. In recent, sensorless algorithms are much studied due to high cost problem of position sensor and low reliability in harsh environment.

In the proposed method, a differential linkage flux is used for the estimation of rotor position. The differential magnetic field flux is calculated by the voltage equations and measured phase current without any integration and differential calculus. Instead of linkage flux calculation with differential operation, a new mathematical differential method is introduced by α - β transformation. The proposed novel position sensorless speed control scheme is verified through experimental results.

Key Words : sensorless algorithm, a new mathematical differential method

1. 서 론

*정회원, 동명대학 전기과 조교수

E-mail : sjpark@yongma.tmc.ac.kr

**정회원, LG OTIS 서보 R&D팀 부장

***정회원, 부산대학교 전자전기통신공학부 교수

****정회원, 해군사관학교 전기공학과 조교수

*****정회원, 부산대 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2002. 8. 6

1차심사 : 2002. 9.18

2차심사 : 2002.11. 6

심사완료 : 2002.11.27

현대사회의 자동화설비의 확장으로 인하여 산업용 로봇 및 각종 수치제어 공작기계에서부터 가정용 기기 등 모든 분야에서 서보 전동기는 필수적인 구동원으로 자리잡고 있다. 서보 전동기는 직류서보전동기가 주종을 이루고 있었으나 브러시나 정류자로 인하여 고속 운전이 곤란하며, 빈번한 보수 및 점검을 필요로 하는 약점을 가지고 있다. 산업 및 가정용 기기에서 교류전

동기 시스템은 기존의 직류전동기를 사용하던 시스템에 비해서 기계적인 마모에 의한 유지 및 보수 문제 가 없다는 점과 다양한 제어 방식과 고성능 마이크로 프로세서 및 전력전자 소자의 발달에 힘입어 점점 고성능 교류 전동기의 사용빈도는 높아져 가는 추세이다. 특히 PMSM은 토크를 발생하기 위한 계자 자속을 영구자석을 사용하여 발생함으로써 유도전동기와 같은 다른 교류전동기에 비해 높은 효율과 토크 특성 및 제어 성능이 우수하고 단위 중량 당 전력 및 단위 전류 당 토크가 큰 장점을 지니고 있다. 따라서 정밀 제어가 요구되는 서보 시스템이나 로봇 제어 및 산업 현장과 가전기기 분야에서 PMSM의 응용 범위가 크게 확대되고 있다^{[1]-[4]}. 이러한 PMSM을 속도 및 토크 제어 하기 위해서는 회전자의 속도뿐만 아니라, 회전자의 위치 정보가 반드시 요구된다. 회전자의 위치 및 속도의 검출을 위해서는 홀소자, 레졸버 및 엔코더 등이 사용되고 있다. 홀소자는 정밀한 위치를 검출할 수가 없으며, 자기 검출을 위한 홀소자의 적절한 배치가 곤란하다. 레졸버나 엔코더의 경우 정밀한 회전자의 위치 및 속도를 검출할 수 있다는 장점은 있으나, 고가 로 인한 경제적인 문제점과 센서의 안정성을 확보하기 위한 전동기의 설계 및 가공 공정이 복잡해지는 단점이 있다. 따라서 이러한 문제점들을 고려하여 최근에는 회전자의 위치센서나 속도센서 없는 센서리스 방식이 많이 연구되고 있다^{[5]-[7]}.

역기전력을 기초로 하는 센서리스 제어의 공통적인 방법은 전동기의 단자전압에서 고정자 저항에 의한 전압 강하뿐만 아니라 고정자 인덕턴스의 전압강하까지 보상함으로써 역기전력을 추정하고 이를 이용하여 회전자의 속도 및 위치 각을 추정한다. 그러나, 이러한 역기전력 추정형 센서리스 제어기법은 샘플링 시점에 의존하는 디지털 제어기의 특성을 고려할 때 전류의 미분 결과에 문제가 발생할 수 있고, 실제 전류정보 및 전압 정보에 잡음 성분이 포함되어 있는 경우 α - β 축 모델을 정확하게 연산할 수 없기 때문에 시스템이 불안정하게 되는 단점을 가지고 있다. 또한 속도가 감소하면 전류 리플이 증가하기 때문에 추정속도의 변동이 증가하고 있다.

본 논문에서는 역기전력을 기초로 하는 센서리스 제어에서 전류 미분의 문제점을 해결하기 위해 수치적 미분을 행하지 않고 전류벡터를 구한 후 수식적 미분을 통한 인덕턴스의 전압강하를 계산하는 방식을 제안하였다. 또한 전류벡터를 구하기 위해 정규화를 행한 아크사인을 이용하였다.

2. 좌표변환 미분기법을 이용한 PMSM의 센서리스제어

2.1 3상-2상 좌표변환과 좌표 변환된 전압방정식

PMSM의 수학적 모델은 시변 계수를 갖는 복잡한 형태의 연립 미분방정식으로 표현된다. 이때, PMSM의 동특성은 고정자와 회전자 사이의 쇄교 자속이 회전자의 위치에 대한 함수가 되므로 해석 및 제어의 편의성을 위해 2상 좌표 변환방식이 널리 사용되고 있다. 일반적으로 PMSM의 정상상태 해석 및 동특성 모델을 얻기 위해서는 2상 좌표계로 불리는 고정자축을 기준으로 하는 고정 좌표계 α - β 축과 동기속도로 회전하는 동기 좌표계 d-q축 변환이론이 주로 사용된다. 이는 3상 평형 전압이나 PWM 전압 파형이 PMSM에 인가될 때 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 간단히 해석할 수 있기 때문이다. 고정자 좌표축 a_s, b_s, c_s 축과 α - β 축 사이의 관계를 설명하기 위한 등가 모델을 그림 1에 나타내었다.

위에서 설명한 2축 변환이론을 적용하여 3상 PMSM의 순시전압 방정식을 2상 고정자 기준 좌표계 α - β 축의 전압방정식으로 표현하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_\alpha &= R_a i_\alpha + L \frac{d}{dt} i_\alpha + e_\alpha \\ v_\beta &= R_a i_\beta + L \frac{d}{dt} i_\beta + e_\beta \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)에서 고정자 기준 좌표계 α - β 축의 역기전력은 회전자의 위치 및 속도함수로 다음과 같이 표현된다.

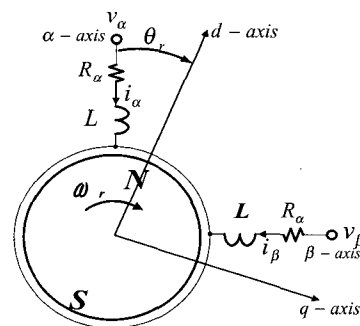


그림 1 2상 고정자 기준 좌표축과 회전자 기준 좌표축
Fig. 1 Stationary reference frame and rotor reference frame

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -K_e \omega_e \sin \theta_e \\ e_\beta &= K_e \omega_e \cos \theta_e \end{aligned} \quad (2)$$

단, $K_e = \frac{3}{2} MI_f$: 역기전력상수, $L = \frac{3}{2} L_a$

$\alpha - \beta$ 축으로 표현되는 PMSM의 토크 방정식은 위의 변환관계식을 이용하면 식 (3)으로 유도된다.

$$T_E = \frac{3}{2} PK_e (-i_\alpha \sin \theta_e + i_\beta \cos \theta_e) \quad (3)$$

단, P : 극 쌍수

그리고 PMSM의 운동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$T_E = J \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \omega_r + T_L \quad (4)$$

단, T_E : 발생 토크, T_L : 부하 토크,

J : 관성 계수, B_m : 마찰 계수

2.2 PMSM의 센서리스 이론

PMSM의 등가모델로부터 운전상태의 PMSM의 쇠교자속 공간 벡터는 그림 2와 같다. 그림 2의 θ_e 는 회전자 자속과 2상 좌표계의 α 축과의 위상 차를 나타내고, $\lambda_{M\alpha}$, $\lambda_{M\beta}$ 는 회전자 자속의 $\alpha - \beta$ 축 자속 성분을 나타내고 있으며, i_α , i_β 는 전동기의 $\alpha - \beta$ 축 전류 성분을 나타내며, λ_s 는 고정자의 총 자속을 나타내고 있다.

고정자 기준좌표로 표현된 영구자석 동기전동기의 총 쇠교 자속은 그림 2의 공간 벡터도에서 다음과 같이 $\alpha - \beta$ 축 자속 벡터의 합성 벡터로 표현된다.

$$\lambda_s = \lambda_\alpha + j\lambda_\beta \quad (5)$$

PMSM의 쇠교자속은 회전자인 영구자석의 계자자속과 고정자 권선에서의 인덕턴스에 의한 자속의 합성 벡터이다. 본 논문에서 PMSM은 원통형 회전자 구조로 가정되어 일정한 공극을 가지므로 인덕턴스 크기는 동일한 것으로 가정된다. 따라서 식 (5)의 쇠교 자속은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \lambda_\alpha &= L_\alpha i_\alpha + \lambda_{M\alpha} = Li_\alpha + \lambda_{M\alpha} \\ \lambda_\beta &= L_\beta i_\beta + \lambda_{M\beta} = Li_\beta + \lambda_{M\beta} \end{aligned} \quad (6)$$

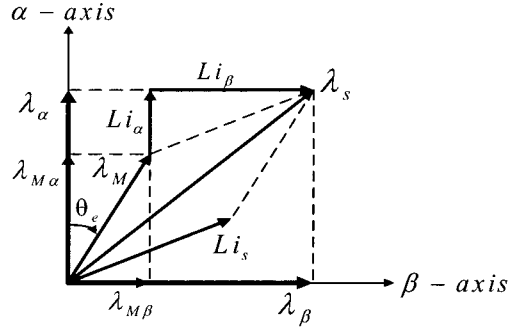


그림 2 쇠교 자속의 공간벡터도
Fig. 2 Space vector diagram of flux linkage

여기서 $\lambda_{M\alpha}$ 와 $\lambda_{M\beta}$ 는 회전자 자속에 의한 $\alpha - \beta$ 축의 계자 자속 성분을 의미하며 회전자의 위치 각에 대한 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{M\alpha} &= |\lambda_M| \cos \theta_e \\ \lambda_{M\beta} &= |\lambda_M| \sin \theta_e \end{aligned} \quad (7)$$

회전자 계자자속의 도함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{M\alpha}}{dt} &= -\omega_e |\lambda_M| \sin \theta_e \\ \frac{d\lambda_{M\beta}}{dt} &= \omega_e |\lambda_M| \cos \theta_e \end{aligned} \quad (8)$$

단, $\omega_e = \frac{d}{dt} \theta_e$

위의 식으로부터 회전자 계자 자속에 의한 도함수는 다음 식과 같이 간단히 정리된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{M\alpha}}{dt} &= -\omega_e \lambda_{M\beta} \\ \frac{d\lambda_{M\beta}}{dt} &= \omega_e \lambda_{M\alpha} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에서 회전자 계자 자속 및 회전자 계자 자속의 도함수 관계로부터 전동기의 순시 속도 값을 구할 수 있음을 알 수 있다.

회전자의 속도정보를 포함하고 있는 계자 자속과 계자 자속의 도함수는 전동기의 수학적인 모델로부터 다음과 같이 추정된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\widehat{\lambda}_{M\alpha}}{dt} &= v_\alpha - R_\alpha i_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{d\widehat{\lambda}_{M\beta}}{dt} &= v_\beta - R_\beta i_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \end{aligned} \quad (10)$$

단, $\widehat{\lambda}_{M\alpha}, \widehat{\lambda}_{M\beta}$: 추정된 계자 자속

식 (10)에서 자속의 도함수를 구하기 위해서는 전압과 전류정보, 그리고 계산된 전류의 미분 값을 사용하여 상전압에서 고정자 저항과 인덕턴스의 전압강하의 차를 이용하여 구할 수 있다. 그러나 인덕턴스의 전압강하를 구함에 있어 검출된 전류의 미분항이 존재하므로 이에 대한 대책이 요구된다.

2.3 좌표변환을 이용한 미분기법의 제안

역기전력을 기초로 하는 센서리스제어 방법에서 역기전력을 추정하기 위해서는 전류의 미분이 필수적이거나 검출된 전류에는 많은 고조파 성분이 존재한다. 이 고조파 성분을 제거하기 위해서 저역 필터를 통과시키고 미분을 행할 경우, 이 미분기는 고역 통과 필터로 동작하여 그 필터의 시정수를 맞추기란 매우 어렵다. 따라서 수식적 미분을 행하지 않고 인덕턴스의 전압강하를 계산하는 방식을 필요로 하고 있다. 인덕턴스의 전압강하를 계산하기 위한 전 단계로 인덕턴스에 의해 발생하는 자속 벡터를 찾을 수 있다면 간단한 수식에 의해서 인덕턴스의 전압강하를 계산할 수 있다.

본 논문에서 제안한 인덕턴스의 전압강하를 구하는 방법은 다음과 같다. 우선 인덕턴스에 의해 발생하는 전압벡터를 찾기 위해 검출된 전류를 저역 필터에 통과시킨다. 이 경우 적절한 저역 필터를 사용함으로써 충분히 적은 위상지연으로 전류의 PWM 성분을 제거할 수 있으므로 타당한 것으로 가정한다. 저역 필터를 통해 필터링 된 두 전류 성분을 각각 i'_α, i'_β 라 하면 인덕턴스에 의한 전류벡터는 다음과 같다.

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{i'_\alpha}{i'_\beta} \right) \quad (11)$$

식 (11)은 인덕턴스에 의한 전류벡터를 구하기 위한 아크탄젠트를 취한 방식으로 인덕턴스의 자속 벡터를 구하는 수식이 된다. 그러나 아크탄젠트 함수는 비선형성이 매우 강하며, 분모 항이 영에 가까운 값이 되면 전류 노이즈에 의해 위치정보의 신뢰성을 잃게 된다. 따라서 본 논문에서는 정규화를 행한 아크사인을 이용하였다. 이 때 전류는 스위칭 노이즈에 의한 영향

을 제거하기 위해 스위칭 주파수의 약 1/10배의 Cut-off 주파수를 갖는 저역 필터를 통과한 전류 값을 사용하였다.

아크탄젠트에 비해 비선형성이 약한 아크사인을 사용하므로써 상대적으로 적은 데이터로 사용할 수 있는 장점이 있다.

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{i'_\alpha}{I_p} \right) \quad (12)$$

$$\text{단, } I_p = \sqrt{(i'_\alpha)^2 + (i'_\beta)^2}$$

식 (12)으로부터 얻은 인덕턴스의 전류벡터를 이용하여 전류 미분항을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= I_p \widehat{\omega}_r \sin \theta_i \\ \frac{di_\beta}{dt} &= I_p \widehat{\omega}_r \cos \theta_i \end{aligned} \quad (13)$$

단, $\widehat{\omega}_r = 2\pi f^*$

여기서 $\widehat{\omega}_r$ 는 상전압 지령 각속도가 되며 이 각속도는 마이크로프로세서에서 그 정보를 갖고 있는 항이 되므로 식 (13)은 쉽게 계산되어 질 수 있다. 따라서 미분 항을 포함하고 있는 식 (10)은 식 (13)과 같이 미분 항을 제거한 형태의 수식으로 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\widehat{\lambda}_{M\alpha}}{dt} &= v_\alpha - R_\alpha i_\alpha - LI_p \widehat{\omega}_r \sin \theta_i \\ \frac{d\widehat{\lambda}_{M\beta}}{dt} &= v_\beta - R_\beta i_\beta - LI_p \widehat{\omega}_r \cos \theta_i \end{aligned} \quad (14)$$

그림 3은 본 논문에서 제안한 미분기의 블록도를 나타내고 있다. 제안된 미분기는 2상 고정 좌표변환에 의해 얻어진 벡터와 벡터의 각주파수를 기초로 하여 수식적으로 표현함으로써 기존의 미분기법인 수치적인 미분을 제거하였다. 따라서 제안된 미분기의 스위칭 주파수와 같은 고조파 성분에 의한 미분오차를 적게 할 수 있다.

전동기의 속도는 다음 식과 같이 계산되어질 수 있다^[8].

$$\widehat{\omega}_n = \text{sgn}(\widehat{\omega}_r) \frac{\sqrt{\left(\frac{d\widehat{\lambda}_{M\alpha}}{dt}\right)^2 + \left(\frac{d\widehat{\lambda}_{M\beta}}{dt}\right)^2}}{\lambda_M} \quad (15)$$

단, $\widehat{\omega}_n$: 추정 속도

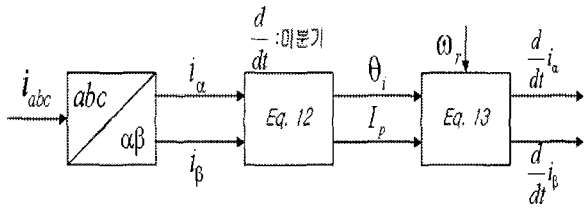


그림 3 제안된 미분기의 블록도
Fig. 3 Block diagram of the proposed differential operator

여기서 식 (15)는 단순히 계산식이 되는 위치함수 피드백 항이 없는 단순한 오픈루프 속도 추정기가 된다. 따라서 측정오차 및 파라미터 오차 그리고 비선형성으로 인한 오차를 보상할 수가 없다. 이를 보상하여 시스템을 좀 더 강인한 알고리즘이 되게 하기 위하여 위치함수 피드백항의 추가를 필요로 한다. 본 논문에서 이 보상함수의 입력은 다음 수식과 같이 정의한다. 이 입력변수는 추정된 속도와 실제속도의 에러성분으로 나타나게 된다.

$$\begin{aligned} \epsilon_\alpha &= v_\alpha - Ri_\alpha - LI_p \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_i + \lambda_M \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r \\ \epsilon_\beta &= v_\beta - Ri_\beta - LI_p \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_i - \lambda_M \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r \end{aligned} \quad (16)$$

단, $\epsilon = \text{sgn}(\hat{\omega}_r) \sqrt{(\epsilon_\alpha)^2 + (\epsilon_\beta)^2}$

위 식에서 정의된 보상입력계수를 비례적분 보상기의 입력으로 사용하면 제안하는 속도 추정기는 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_h + (K_p \epsilon + K_i \int \epsilon dt) \quad (17)$$

위치 추정은 속도 추정기로부터 다음 수식에 의해서 결정되어진다.

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r(0) + \int \hat{\omega}_r(t) dt \quad (18)$$

단, $\hat{\theta}_r$: 추정된 회전자 위치

3. 제어 시스템의 구성

영구자석형 동기전동기를 구동하기 위한 센서리스 시스템의 구성도를 그림 4에 나타내었다.

그림 4의 센서리스 시스템의 구성은 크게 두 부분으로 나눈다.

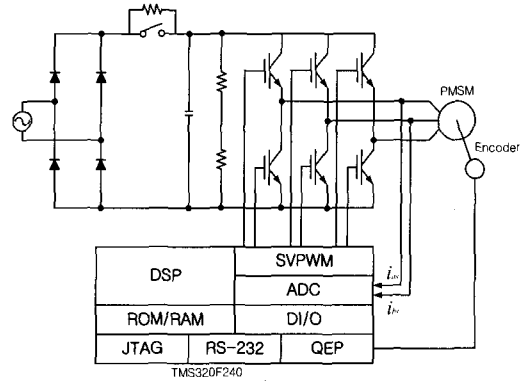


그림 4 F240 서보 컨트롤러의 시스템 구성도
Fig. 4 System configuration of F240 servo controller

가) 디지털제어기 시스템

제안하는 센서리스 및 제어 알고리즘의 구현, 연산 및 아날로그/디지털의 입출력을 위하여 Texas Instruments사의 TMS320F240 DSP를 내장한 디지털 제어 시스템을 그림 5와 같이 구현하였다

나) 구동부 및 센서부

단상의 AC전원을 입력받아 DC로 변환하는 정류부, 디지털제어 보드와 전원부 (Power Module)의 드라이브단에 전원을 공급하기 위한 스위치모드 전원공급기 (Switched Mode Power Supply), 전동기를 구동하기 위한 전원부 및 진동기 각 상의 전류를 측정하는 전류 센서부로 구성된 파워보드이다. 그 사진은 그림 6과 같다.

그림 7은 실험에 사용된 영구자석 동기전동기이다. 실험 결과를 비교하기 위하여 광학식 증분 엔코더를 장착하고 TMS320F240에 내장된 QEP(Quadrature Encoder Pulse) 입력을 이용하여 처리하였다.

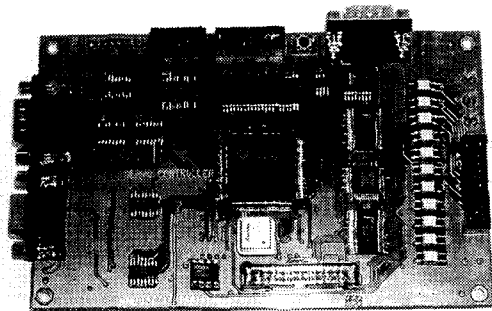


그림 5 TMS320F240 디지털 제어기
Fig. 5 Photograph of TMS320F240 digital controller

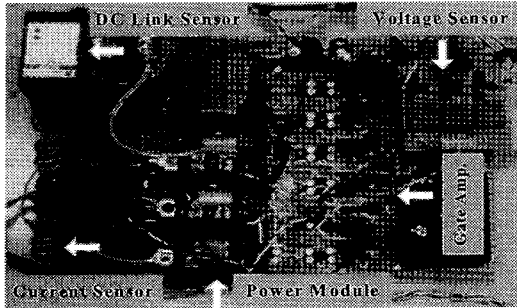


그림 6 영구자석 동기전동기 구동 인버터
Fig. 6 Photograph of inverter for PMSM driving

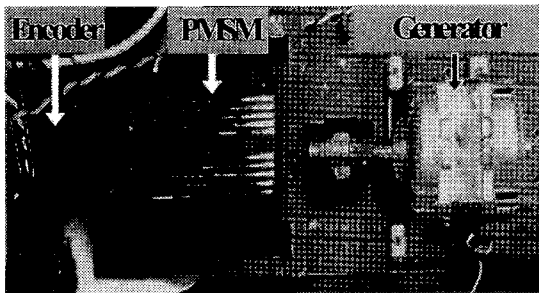


그림 7 실험용 영구자석 동기전동기 시스템
Fig. 7 PMSM and load system

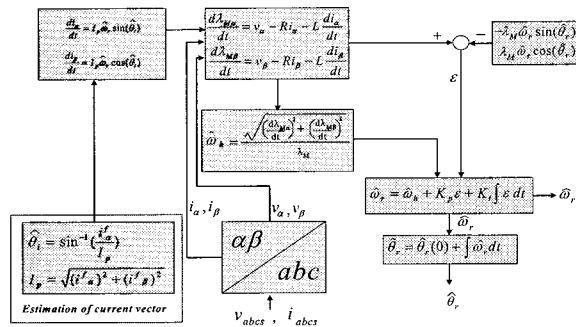


그림 8 제안된 센서리스 추정 블럭도
Fig. 8 Block diagram of proposed sensorless algorithm

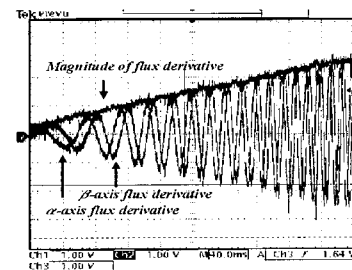
본 논문에서 제안된 센서리스 추정 알고리즘의 블럭도는 그림 8과 같다.

4. 실험 및 고찰

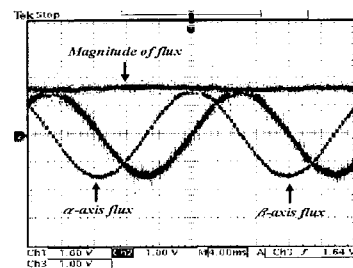
본 논문에서 제안한 센서리스 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해서 PMSM을 대상으로 실험을 행하였으며, 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표 1과 같다.

표 1 영구자석 동기전동기 사양
Table 1 The specification of tested PMSM

정격 전력	1.2 [kW]
정격 전류	6.2 [A]
최대 쇄교 자속	0.051 [Wb.t]
정격 토크	3.8 [N.m]
권선 저항	0.8 [Ω]
권선 인덕턴스	0.92 [mH]
극 쌍수	4
정격 속도	3,000 [rpm]
최대 속도	3,600 [rpm]



(a) 과도 상태
(a) In transient state



(b) 정상 상태
(b) In steady state

그림 9 추정된 $\alpha - \beta$ 축 계자자속의 도함수 및 크기
Fig. 9 Estimated derivative of magnetic flux and magnitude in $\alpha - \beta$ reference frame

그림 9(a)와 그림 9(b)는 추정된 $\alpha - \beta$ 축 계자자속의 도함수 및 벡터의 크기를 나타내고 있다. 과도상태에서는 그 크기가 증가하고 있으며, 정상상태에서는 일정한 값으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 이것은 과도상태 및 정상상태에서의 $\alpha - \beta$ 축 계자자속 도함수의 추정이 잘 수행되고 있음을 의미한다.

그림 10은 초기 회전자 위치가 45°의 위치 오차를 가지는 경우의 실험 결과이다. 이 경우는 실제 자속 벡터의 방향과 추정된 자속 벡터의 방향이 일치하는 경우이다.

초기 기동상태에서 실제 자속 벡터의 방향과 추정된 자속 벡터의 방향이 일치하는 경우에 대하여 제안된 센서리스 알고리즘은 초기 위치 오차에 대해 강한 기동 성능을 보이고 있으며 초기 회전자 위치 오차가 클 경우 정상상태에 도달하는 시간이 다소 지연되지만 매우 안정적인 센서리스 속도 응답 특성을 보이고 있다.

제안한 센서리스 알고리즘의 저속 성능을 확인하기 위하여 저속 운전 영역에서 실험을 수행하였다. 그림 11은 정격속도의 3.3%인 약 100[rpm]에서의 센서리스 속도응답을 나타내고 있다. 실험한 결과 저속에서도 매우 안정된 운전특성을 보이고 있으며 이는 제안된 알고리즘에 의한 회전자 위치 추정이 매우 정밀하게 구현되고 있음을 의미한다.

그림 12는 정격속도의 0.7%인 21[rpm]인 경우의 센서리스 실험 결과이다. 정격속도 1.0%이하에서도 안정적인 센서리스 운전이 가능함을 보여주고 있다.

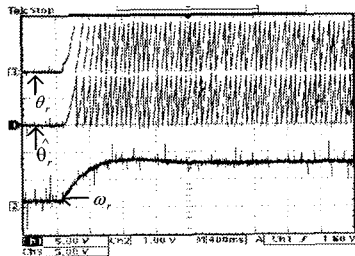


그림 10 기동 특성 (초기 위치 오차 45°)
Fig. 10 Startup characteristics in case of 45° position error

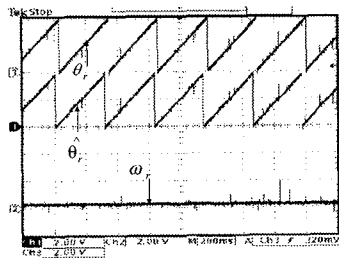


그림 11 센서리스 저속 응답 특성 ($\omega_r^* : 100[\text{rpm}]$)
Fig. 11 Sensorless speed response in the low speed region ($\omega_r^* : 100[\text{rpm}]$)

부하변동에 대한 특성을 확인하기 위하여 부하 변동에 대한 실험을 수행하였다. 속도명령을 1500[rpm]으로 설정하고 부하를 변동시켰을 때의 실험 결과가 그림 13과 그림 14이다. 부하가 변동하여도 속도 명령을 잘 추정하며 성능이 우수함을 알 수 있다.

기준 명령에 대한 추정 성능을 확인하기 위하여 속도 기준 입력을 스텝 입력에 대하여 실험을 수행하였다. 그림 15는 초기 속도명령을 1000[rpm]으로 설정하고 다시 2000[rpm]으로 상승시킨 후 1000[rpm]으로 하

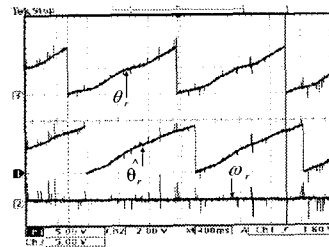


그림 12 센서리스 저속 응답 특성 ($\omega_r^* : 21[\text{rpm}]$)
Fig. 12 Sensorless speed response in the low speed region ($\omega_r^* : 21[\text{rpm}]$)

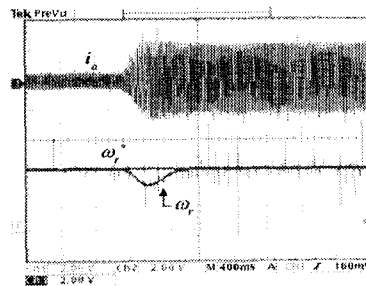


그림 13 부하변동 시 특성 (1.5 Nm→3.0 Nm)
Fig. 13 Speed characteristics at load change (1.5 Nm→3.0 Nm)

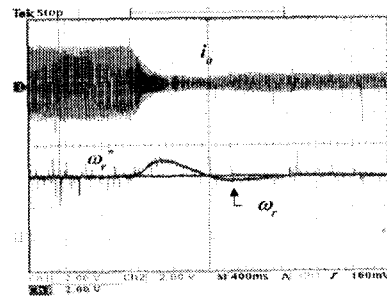


그림 14 부하변동시 속도 특성 (3 Nm→1.5 Nm)
Fig. 14 Speed characteristics at load change (3 Nm→1.5 Nm)

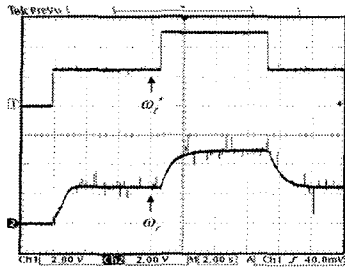


그림 15 속도명령 변동시 센서리스 속도 응답 특성
 Fig. 15 Sensorless speed response in case of reference speed variation

강하는 스텝적으로 변화하도록 속도명령을 설정한 상태에서 속도 추정 성능에 대한 실험 결과이다. 실험 결과 엔코더를 사용한 경우보다 가속시간은 두 배로 나타나지만 실험 파형을 보면 알 수 있듯이 속도 명령이 스텝으로 변화하더라도 안정된 추정특성을 보임을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 PMSM의 역기전력을 기초로 하는 센서리스 제어에 있어서 강인한 제어를 위해 기존의 전류 미분의 문제점을 좌표변환 및 전류벡터 기법을 통하여 해결하였다. 즉 제안된 알고리즘은 고정자 권선의 전류를 측정하고, 이를 값으로부터 2상 고정자 기준축의 쇄교자속의 도함수를 계산하고 이를 근거리하여 회전자 위치각과 속도를 추정하였다. 제안한 센서리스 기법은 전운전영역에서는 물론이고 초기 기동에서도 우수한 속도 제어특성을 보여주고 있으며, 부하 가변시에도 강인한 추정성능을 가지고 있었다.

본 논문의 연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 가) 연구 결과 전동기 회전자의 초기 위치에 관계없이 안정적으로 기동이 가능하였고, 30~3500[rpm]의 광범위한 속도 제어 영역에서 제어가 가능하였다.
- 나) 경제적인 문제 등 여러 가지 단점을 가지고 있는 위치 또는 속도센서를 사용하지 않고도 초기 기동을 포함한 광범위한 속도제어가 가능한 고성능 PMSM의 센서리스 기법을 제안하였다. 이로써 위치 및 속도를 검출하기 위한 회로에서 발생하는 제작상의 문제점을 제거할 수 있으며, 엔코더 및 이에 관련된 부수 회로가 필요 없게 되어 전동기의 제어장치의 저가화가 가능하다.

제안한 센서리스 알고리즘은 실제 구현이 간단하여 PMSM을 위한 저가형 구동장치가 필요로 하는 산업 현장에서 쉽게 적용할 수 있는 기법이라 판단된다.

본 연구는 한국과학재단의 지원
 (과제번호 R01-2000-00293)에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque and Control*, Oxford Univ. Press, 1998.
- [2] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*, IEEE Press, 1996.
- [3] P. Vas, *Vector Control of AC Machines*, Clarendon Press, 1990.
- [4] A.T. Morgan, *General Theory of Electrical Machines*, Heyden & Son Ltd., 1979.
- [5] R. Wu and G.R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor", *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 553~558, 1990.
- [6] N. Matsui, and M. Shigyo, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors", *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 28, No. 1, pp. 120~127, 1992.
- [7] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, pp. 986~996, Sep./Oct. 1991.
- [8] Joohn-Sheok Kim and Seung-Ki Sul, "New Approach for the Low-Speed Operation of PMSM Drives Without Rotational Position Sensors", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 512~519, May 1996.

저 자 소 개



최 철(崔 哲)

1963년 11월 3일생. 1987년 중앙대 전기공학과 졸업. 1998년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1987년~1999년 LG산전 창원공장 주차설비팀장. 1999년~현재 LG OTIS 서보R&D팀 부장.



원태현(元太鉉)

1965년 3월 10일생. 1986년 부산대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 메카트로닉스협동과정 졸업(박사). 1988년~1997년 국방과학연구소 선임연구원. 1998년~현재 동의공업대학 전기전자계열 조교수.



박한웅(朴漢雄)

1959년 8월 4일생. 1983년 부산대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 해군사관학교 전기공학과 조교수.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996년~2000년 거제대학 전기과 조교수. 현재 동명대학 전기과 조교수.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당학회 자문위원.