

반복 적응자속관측기를 이용한 초고속 영구자석형 동기전동기의 전영역 센서리스 제어

金鍾武*, 崔丁元**, 李錫圭†

Sensorless Control of High-speed Type PMSM in Wide Speed Range using an Iterative Adaptive Flux Observer

Jong-Moo Kim, Jeong-Won Choi and Suk-Gyu Lee

요 약

본 논문은 에어포일 베어링을 적용한 45,000[rpm]/22[kW]급 초고속 영구자석형 동기전동기의 센서리스 제어를 위한 개선된 알고리즘을 제안한다. 에어포일 베어링이 적용된 전동기를 정지상태에서 초기 기동시 부터 고속영역까지 전 속도 영역에 걸쳐 센서리스 알고리즘을 구현하기 위하여 반복 적응자속관측기를 제안하여 회전자의 회전각 및 속도를 실시간으로 추정하여 센서리스 제어 알고리즘을 구현하였다. 기존 적응자속관측기의 주파수 응답특성을 개선하고 넓은 속도 범위에서 안정된 응답을 얻기 위하여 속도에 따른 회전자의 추정 위치각과 실제 회전각과의 오차를 시뮬레이션을 통하여 분석한 후 안정된 위상지연 특성을 나타내는 반복 횟수를 얻고 전류제어 주기 내에서 관측기를 반복 수행하여 적응자속관측기의 동특성 성능을 개선하는 알고리즘을 제안하였다. 또한 제안된 반복 적응자속관측기를 적용한 센서리스 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes an enhanced algorithm for sensorless control of 45,000rpm/22kw type Permanent Magnetic Synchronous Motor (PMSM) with air-foil bearing. The proposed algorithm is based on iterative adaptive flux observer for sensorless control of the motor in wide speed range by on-line estimating angle and velocity of rotor. Simulation error between actual and estimated angle of rotor is analyzed to enhance characteristics of frequency response of conventional adaptive flux observer, which results in stable response in wide range of speed. Using the iteration number for stable phase-delay characteristics, the observer enhances the dynamic characteristics of the observer within current control period. The experiment results show the reliable performance of the proposed algorithm through starting to high speed operating range.

Key Words : Adaptive flux observer, PMSM, Sensorless control, High speed motor

1. 서 론

†교신저자 : 정희원, 영남대 전기공학과 교수

E-mail : sglee@ynu.ac.kr

*정희원, 한국전기연구원 선임연구원

**정희원, 영남이공대학 전기자동화과 교수

접수일자 : 2008. 12. 5

1차 심사 : 2008. 12. 10

심사완료 : 2009. 3. 17

최근 천연자원의 고갈 및 지구온난화의 영향으로 전 동력설비의 고효율화 기술개발에 적극적이다. 특히 고속운전이 필요한 터보블러워 및 압축기 분야에 종래의 증속기어 대신 직접 구동이 가능한 고속전동기를 적용한 시스템이 개발되고 있다. 특히 자기베어링, 에어포일 베어링 등의 고속전동기에 적용 가능한 베어링기술의 향상과 초고속전동기의 개발로 수 만 rpm 이상의

운전범위를 가지는 고속전동기를 적용한 다양한 응용 제품이 개발 또는 상용화되고 있다. 대표적인 예로 영구자석형 동기전동기를 적용한 마이크로터빈 발전기, 터보블러워, 터보압축기, 연료전지용 공기 압축기, 고속가공기용 전동기 등이 있다.^{[1][2][3]}

고속전동기의 구동용으로 많이 적용되는 영구자석형 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor)의 정확한 토오크 제어를 위해서는 회전자의 위치를 정확히 알아야만 한다. 이를 위해서는 회전자에 엔코더 또는 리졸버를 부착하여 실시간으로 회전자 위치각 및 속도를 측정하여 벡터 제어 알고리즘에 반영하여 토오크 및 속도 제어를 수행한다. 그러나 회전자의 위치각 측정을 위해서 센서를 부착하는 경우 제품의 사용 환경에 따라서 설치가 어렵거나 오동작의 원인이 되기도 한다. 특히 수 만 rpm의 고속전동기의 경우 적절한 센서가 없거나 고가의 센서를 부착하여야 하는 단점이 있어 고속전동기를 적용한 시스템의 구현에 많은 어려움이 있다. 또한 에어포일 베어링을 적용한 전동기의 경우 볼베어링을 적용한 일반전동기에 비해서 공극이 크고 특히 초기 기동시 고정자 부분과 접촉되어 마찰이 큰 특징을 가진다. 초기 기동시에는 큰 마찰이 작용하나 전동기에 따라서 약 2,000~5,000rpm 이상에서 에어포일 베어링이 작용하여 마찰이 급격히 감소하고 안정된 회전상태를 유지하게 된다. 이러한 문제로 지금까지 초기 기동시에는 v/f 운전을 통하여 정격전류에 준하는 전류를 오픈루프로 공급하여 에어포일 베어링이 동작하는 속도까지 기동을 시키고 이후에 센서리스 알고리즘을 적용하였다. 지금까지 이러한 문제를 해결하기 위하여 속도 및 위치를 측정하는 센서없이 회전자의 위치 및 속도를 실시간으로 연산이 가능한 다양한 센서리스 알고리즘이 제안되었으며 많은 연구가 진행되고 있다.^{[4][5][8]}

영구자석형 동기전동기의 회전자 추정을 위한 센서리스 알고리즘은 동기전동기의 회로 방정식을 이용하여 역기전력을 추정하여 회전자의 위치를 구하는 연구가 진행되었다. 또한 적응 상태 관측기를 이용한 알고리즘, 칼만 필터를 이용한 알고리즘, 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 알고리즘 등이 제안되었으나, 많은 연산량과 낮은 인덕턴스로 PWM에 의한 큰 리플 전류 및 실제 구동시 파라메타 변동으로 정확한 회전자의 위치 추정이 어려운 점이 있다. 넓은 속도 범위에서 운전하기 위하여 가변적인 회전자 자속관측기를 이용하여 전 속도영역에서 센서리스 제어를 수행한 연구도 있다. 특히 고속전동기는 넓은 운전범위를 가지는 전동기로 초기 기동 및 저속 운전시 센서리스 구현

이 어려워 일부 저속 대역을 오픈 루프로 v/f 운전하여 기동을 하고 역기전력이 확보되면 센서리스 제어 동작을 수행하게 된다.^{[4][5][7][9][10][11]}

본 논문에서는 영구자석형 동기전동기의 센서리스 제어를 위하여 적응자속관측기를 적용하여 센서리스 알고리즘을 제안하고 초기 기동 및 정격속도에서의 운전 상태를 비교 검토하였다. 적응자속관측기는 파라메타 변동이나 외란에 강한 특성을 가지지만 정확한 이득을 구하기가 어렵고 넓은 속도 범위에서 회전자의 위치각 추정시 오차를 유발하여 실제적용에 어려운 점이 있다. 이를 보완하고 자속 및 회전자의 위치각 추정을 개선하기 위하여 적응자속관측기를 한 전류제어 주기 내에서 반복 실행하여 PWM 주기 동안 추정된 역기전력의 오차를 최소화하여 다음 주기 연산에 오차가 누적되어 위상지연을 일으키는 문제점을 개선하여 측정 오차를 최소화하고 관측기의 동특성을 개선하여 초기기동에서 전 속도영역에서 안정적인 센서리스 벡터제어기법을 구현하였다.

2. 영구자석형 동기전동기의 모델링

영구자석형 동기전동기의 2상 동기좌표계에서 고정자 전압방정식은 다음과 같다.^[6]

$$v_{dr} = R_s i_{dr} + L_s \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_s I_{qr} \quad (1)$$

$$v_{qr} = R_s i_{qr} + L_s \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_s I_{dr} + \omega_r K_e \quad (2)$$

여기서, v_{dr}, v_{qr} 는 동기좌표계의 고정자전압, i_{dr}, i_{qr} 는 동기좌표계의 고정자전류, $K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} K_E$ 는 역기전력 상수, $R_s = R_a$ 는 권선저항, $L_s = \frac{3}{2} L_a$ 는 자기 인덕턴스, ω_r 은 회전자계의 전기각속도, θ_r 은 회전자의 위치인 전기각이다.

고속 영구자석형 동기전동기의 회전자 위치를 추정하기 위하여 정지좌표계의 전압 및 전류를 이용하여 역기전력 및 자속을 추정하므로 이를 위한 동기전동기의 2상 정지좌표계에서 고정자 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - K_e \omega_r \sin\theta_r \quad (3)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + K_e \omega_r \cos\theta_r \quad (4)$$

여기서, v_{ds} , v_{qs} 는 정지좌표계의 고정자전압, i_{ds} , i_{qs} 는 정지좌표계의 고정자전류이다. 이를 d-q축 자속 λ_{ds} , λ_{qs} 에 대해서 정리하면

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (5)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (6)$$

식 (5), (6)을 전류에 대한 상태방정식으로 전개하면 다음과 같다.

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A} \mathbf{x}_s + \mathbf{B} \mathbf{v}_s \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{C} \mathbf{x}_s + \mathbf{D} \mathbf{v}_s \quad (8)$$

여기서,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & 0 & \omega_r/L_s \\ 0 & -R_s/L_s & -\omega_r/L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0$$

$$\mathbf{x}_s = [i_{ds} \ i_{qs} \ \lambda_{ds} \ \lambda_{qs}]^T, \quad \mathbf{v}_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

이다. 그림 1은 동기전동기의 좌표계를 나타낸다.

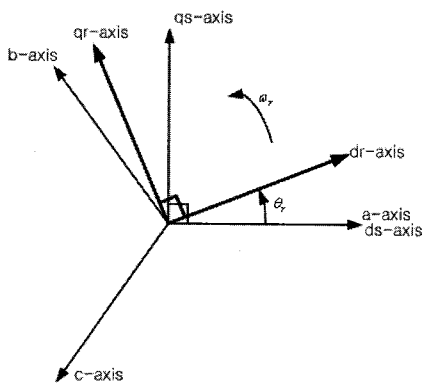


그림 1 영구자석형 동기전동기의 좌표계
Fig. 1 Coordinates description of PMSM

3. 적응자속관측기의 설계

영구자석형 동기전동기의 회전자 위치 및 속도를 제어하기 위해서 많은 연구들이 진행되어 다양한 알고리즘이 제안 되었으나 초고속전동기처럼 운전범위가 넓고 전동기의 상수가 작은 경우는 실제 적용에 어려운 점이 있다. 특히 작은 전동기 상수로 인해 PWM 출력에 의한 큰 리플 전류를 수반하고 높은 기본과 주파수로 인해서 높은 전류 제어주기를 가져야 함으로 제한된 연산능력 범위 내에서 센서리스 알고리즘을 구현할 수가 있는 운전기법의 선택이 중요하다. 본 논문에서 적응자속관측기의 응답성 개선을 위하여 개선된 알고리즘인 반복 적응자속관측기를 적용한 센서리스 알고리즘을 구성하였다.

관측기의 상태방정식은 다음과 같으며 블록도를 그림 2에 나타낸다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}}_s = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}}_s + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{G}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (10)$$

여기서 관측기의 이득행렬 G를 구하기 위해서 극배치법을 적용하면 간단히 해를 구할 수 있으나 극배치법을 적용하여 실시간으로 해를 구하기는 어려움이 따른다. 따라서 관측기의 이득행렬 G를 구하기 위하여 먼저 Kubota[9] 등에 의해 제안된 이득행렬을 기본모델로 식 (9)의 영구자석형 동기전동기 모델을 적용하여 이득행렬 G_k 을 계산하였다.

식 (9)의 시스템 A 및 이득 G를 다시 표현하면

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} a_{r11} & \hat{j}a_{r12} \\ 0 & \hat{j}a_{r22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} g_1 + jg_2 \\ g_3 + jg_4 \end{bmatrix} \quad (11)$$

이며 이를 관측기 이득을 포함하는 시스템의 특성방정식에서 극점을 구하고 비례상수 $k(k>0)$ 를 두어 풀이하면 이득행렬 G_k 를 다음과 같이 구할 수 있다. 식 (12)의 각 요소를 보면 이득은 전동기의 상수와 속도에 따라 이득이 변하는 것을 알 수가 있다.

$$\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} g_{k1} & -g_{k2} & g_{k3} & -g_{k4} \\ g_{k2} & g_{k1} & g_{k4} & g_{k3} \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$g_{k1} = (k-1)a_{r11} = (k-1)(-R_s/L_s)$$

$$g_{k2} = (k-1)\hat{a}_{r22} = (k-1)\omega_r \quad (13)$$

$$g_{k3} = (k^2 - 1)ca_{r11} - cg_{k1} = k(k-1)ca_{r11} = k(k-1)R_s$$

$$g_{k4} = -cg_{k2} = -c(k-1)\hat{a}_{r22} = -(k-1)L_s\omega_r$$

$$c = L_s$$

다시 전동기 모델 식 (9)를 속도 변화에 따라 극배치 기법을 적용하여 이득의 변화를 구한다. 이를 먼저 구한 이득행렬 식 (12)에 대응하는 새로운 이득행렬 G를 구한다.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 & g_3 & -g_4 \\ g_2 & g_1 & g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$g_1 = k_1 g_{k1} + k_2 \quad (15)$$

$$g_2 = k_3 g_{k1} + k_4$$

$$g_3 = k_5 g_{k1} + k_6$$

$$g_4 = k_7 g_{k1} + k_8$$

이를 극배치법으로 설정된 속도에 따른 이득행렬 G를 상호비교하면 비례상수 k는 1보다 큰 수 중 1에 근접한 수의 특징을 얻는다. 전동기 상수와 비례상수 k 및 추정한 각속도를 대입하면 실시간으로 관측기의 이득행렬 G를 빠르게 구할 수가 있다.

회전자의 위치각 θ_r 은 관측기에서 구한 상태변수 중 자속 성분을 이용하여 계산한다. 실제 각도 오차가 90° 존재하는 경우는 식 (16)를 이용하여 구하면 90° 보상이 이루어진 효과를 얻을 수 있다.

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{-\lambda_d}{\lambda_q}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{-\cos\theta}{\sin\theta}\right) \quad (16)$$

속도 추정은 추정한 회전자의 위치각 $\hat{\theta}$ 를 미분하여 얻는다. 이를 식 (17)에 나타낸다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{d}{dt}\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_n - \hat{\theta}_{n-1}}{\Delta t} \quad (17)$$

위치 및 속도 추정을 위한 관측기를 설계하는 경우 전류, 전압을 정지좌표계의 신호를 사용함으로써 주파수와 크기를 가진다. 그런데 관측기의 연산은 전류제어기와 동기를 이루고 전동기의 회전수와 전압의 크기는 비례관계에 있어서 고속모드에서는 위상지연이 발생하여 상태변수의 추정에 어려움이 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 관측기를 한 전류제어 주기 내에서 한번 수행하는 방법에서 매 제어주기마다

관측기를 여러 번 반복 수행하여 레귤레이션 모드로 관측기를 운전시켜서 매 주기마다 발생하는 추정오차를 최소화하여 추정오차가 누적되는 것을 피하여 관측기의 성능을 향상시켰다. 그림 3에 반복 적응자속관측기를 적용한 영구자석형 동기전동기의 센서리스 알고리즘의 시스템 구성을 나타낸다.

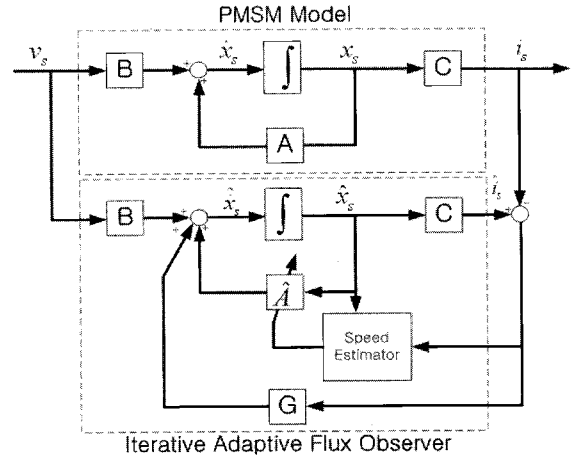


그림 2 제안한 반복 적응자속관측기의 구조
Fig. 2 The structure of the proposed iterative adaptive flux observer

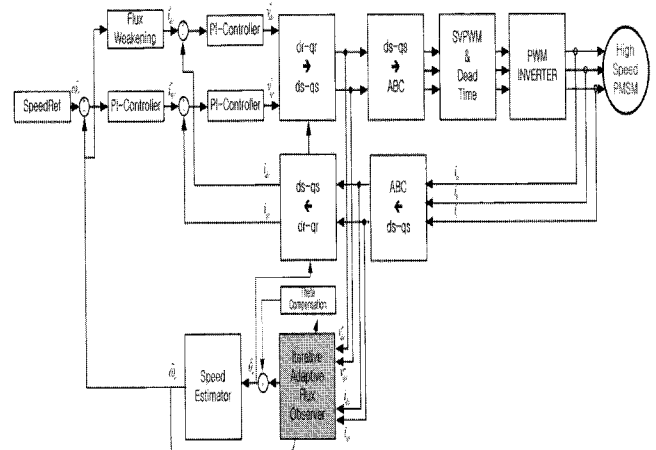


그림 3 제안한 반복 적응자속관측기를 포함한 전체 시스템 구성
Fig. 3 The global structure of the proposed system

4. 시뮬레이션

제안한 초고속 영구자석형 동기전동기의 반복 적응자속관측기를 적용한 센서리스 알고리즘을 검증하기

위하여 시뮬레이션 툴인 MATLAB의 SIMULINK 및 S-Function을 이용하여 이산시간모드에서 수행하였다. 벡터제어 및 전동기모델은 SIMULINK의 모델을 이용하여 구현하고 적응자속관측기는 S-Function을 이용하여 프로그래밍하여 구현하였다. 이때 인버터의 실제 벡터제어 주기와 같은 20kHz로 설정하고 표 1에 나타난 전동기의 파라메타를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 이때 전동기의 전류 피드백시 가우시안 노이즈를 포함하여 시뮬레이션을 수행하여 실제 인버터 제어시 발생하는 많은 노이즈 및 오차 성분을 포함하여 성능을 평가하였다. 시뮬레이션 수행시 조건은 초기 0rpm에서 40,000rpm까지 2초간 가속하여 속도에 따른 관측기의 응답특성을 구하였다. 회전자의 위치 추정오차는 영구자석형 동기전동기의 실제 회전각과 관측기의 추정각의 차이를 sin함수로 변환하여 그 크기를 표시하였으며 관계식은 식 (18)과 같다. 회전자의 실제각도와 추정각의 위상오차가 없으면 0이며 위상차에 따라 sin함수에 비례한다.

$$\theta_{err} = \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (18)$$

관측기의 이득을 구하기 위해서 식(12)와 극배치 기법의 해인 식 (14)를 이용하여 이득행렬 G를 구하였다. 이를 평가하기 위해서 시뮬레이션을 수행한 결과를 그림 4에 나타낸다. 이때 비례상수 k는 1보다 크면서 1에 가장 근접한 값을 선택한 경우가 가장 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 시뮬레이션 결과를 보면 약 15,000[rpm]에서 각도 오차가 30°정도 되며 이후 계속 증가하여 약 19,000[rpm]대에서 각도오차가 90°가 되어 출력 토크가 0이 되고 탈조하게 되며 이어서 다시 감소하고 증가를 반복하며 속도에 따른 각도의 오차가 비선형성이어서 실제 고속 운전시 영구자석형 동기전동기의 회전각을 정확히 구할 수가 없어서 운전이 불가하다. 그러나 일반적인 범용 전동기의 경우 100[Hz] 이하의 운전에서는 큰 문제가 발생하지 않는다.

일반적으로 터보블로워의 경우 30,000~40,000[rpm]대에서 운전하고 터보압축기의 경우 60,000~70,000[rpm]대에서 운전하며 최근 많은 연구가 진행되는 연료전지용 압축기는 100,000~150,000[rpm]대에서 운전하는데 초고속전동기의 경우 위상차가 증가하여 토크 제어에 어려움이 발생한다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 매 전류 제어주기마다 수행하는 적응자속관측기의 수행을 여러 번 반복하여 매 주기마다

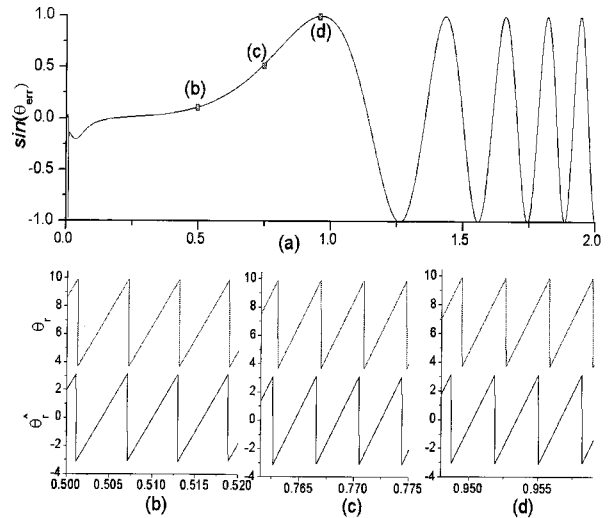


그림 4 속도에 따른 적응관측기의 추정각 오차 비교 파형
 (a) 0~40,000rpm 가속시 추정각 오차
 (b) 10,000rpm의 위상오차 0°인 경우 파형
 (c) 15,000rpm의 위상오차 30°인 경우 파형
 (d) 19,000rpm의 위상오차 90°인 경우 파형

Fig. 4 The waveform of estimated angle error depending on the motor speed
 (a) The estimated angle error of 0~40,000 rpm acceleration
 (b) The waveform of 0° phase error at 10,000 rpm
 (c) The waveform of 30° phase error at 15,000 rpm
 (d) The waveform of 60° phase error at 19,000 rpm

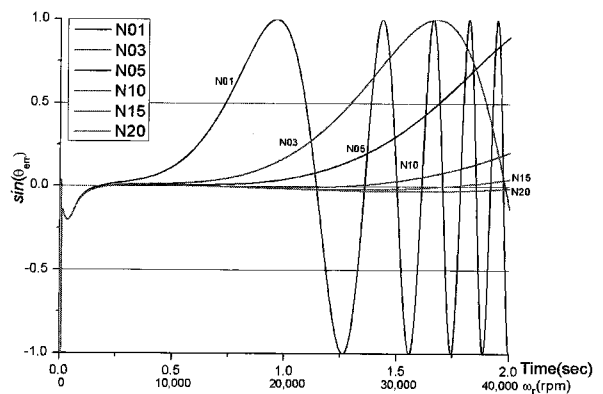


그림 5 적응자속관측기 반복 횟수에 따른 추정각 오차 비교 파형
 Fig. 5 The comparison waveform by estimated angle error depending on the iterative times of the state observer

누적되는 상태관측기의 오차를 최소화하여 주파수 응답을 개선하여 안정된 관측기를 구현하고자 한다. 적

용자속관측기의 반복 횟수에 따른 위상차 변화를 그림 5에 나타낸다. 한 주기에서 상태관측기의 반복 횟수가 증가할수록 각도오차가 감소하고 그 변화가 선형적인 특성을 가지며 넓은 속도범위에서 운전이 가능하게 된다. 또한 속도변화에 따라 각도오차를 보상하여 영구자석형 동기전동기의 회전자위치를 실시간 추정하여 벡터제어를 수행하게 된다. 그림 5의 시뮬레이션 결과에서 그래프를 보면 5회 이상 한 주기 내에서 관측기를 반복 실행시 운전 범위는 90° 이내에서 위상지연이 발생한다.

5. 실험 결과

제안한 반복 적응자속관측기를 적용한 영구자석형 동기전동기의 센서리스제어 알고리즘을 검증하기 위하여 제작한 45,000rpm/22kW 영구자석형 동기전동기를 이용하여 실험을 수행하였다. 전동기의 사양은 표 1에 나타낸다. 전원은 3상 380V를 인가하여 정류한 후 SVPWM 방식으로 IGBT를 구동하며 스위칭 주파수는 10kHz이고 전류제어기 주기는 20kHz로 수행하였다. 또한 센서리스 알고리즘을 수행하기 위하여 DSP 제어기는 TI사의 TMS320VC33-150을 적용하고 3상 SVPWM, 데드타임로직, 주변 인터페이스 및 보호회로는 VHDL로 프로그램 작성하여 설계하고 이를 ACTEL사의 재프로그래밍 가능한 APA075 FPGA 디바이스를 이용하여 구현하여 32Bit DSP기반 센서리스 제어기를 설계하였다.

고속전동기의 실제 회전자의 각도 측정은 홀소자를 120° 간격으로 3개를 배치하고 회전자 축에 2극 링자석을 설치하여 회전자의 위치에 따라서 변하는 3 신호를 이용한다. 1회전마다 3펄스를 얻어서 6채배하고 이를 M/T 기법으로 속도를 측정하고 60° 간격인 펄스와 펄스 사이는 속도정보를 이용하여 회전각을 보간하여 회전자의 위치를 구하고 추정한 회전자 위치와 비교하게 된다.

초기 기동시부터 반복 적응자속관측기를 이용한 센서리스 알고리즘을 적용하여 기동하였다. 반복 횟수는 CPU의 연산타임을 고려하여 5회로 하고 관측기 이득을 $k=1.0001$ 로 하여 구하였다. 그림 6은 초기 기동시의 확대파형으로 그림 5의 초기 기동시 진상 위상 특성과 에어포일 베어링의 마찰 특성으로 초기에 큰 전류가 공급되면 마찰력을 이기는 회전 토오크가 발생하여 기동을 시작하는 것을 볼 수가 있다. 초기 기동시 홀센서를 통한 전동기의 회전자 위치각을 보면 기동시 회

전자의 회전속도 리플이 발생하여 진동이 발생함을 볼 수가 있다. 저속에서 표시 파형의 큰 변화는 60° 단위로 각도 측정이 가능한 홀소자를 이용하여 측정하였기 때문에 정보량이 적은 저속구간에서 회전자 위치출력에 파형의 변화가 일정하지 못하다. 그림 7, 8, 9는 가속시 저속, 중속 및 고속 영역의 파형으로 위상지연이 적절히 보상되었음을 확인 할 수 있다. 그림 6, 7, 8, 9를 통하여 초기 기동시 부터 고속 운전영역까지 전 영역에 걸쳐 안정된 운전특성을 나타냄을 알 수가 있다. 그림 10은 25,000rpm 정속 운전시의 파형이며 그림 11은 37,500 rpm 정속 운전시의 파형이다. 두 그림 모두 안정된 동작 특성을 보인다.

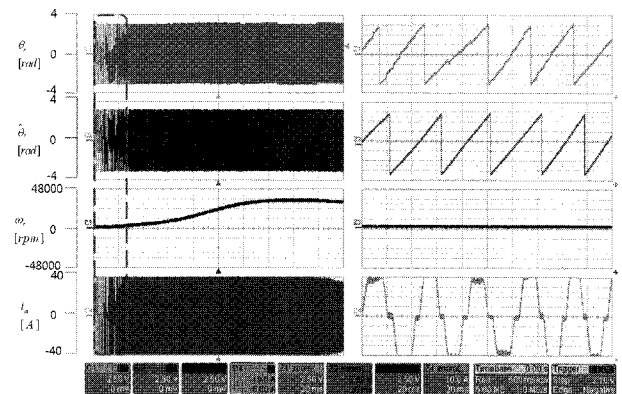


그림 6 전영역 운전중 초기 기동시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류
Fig. 6 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for start-up operation

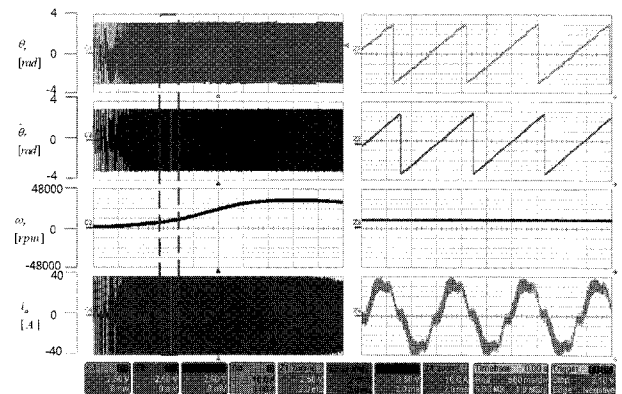


그림 7 전영역 운전중 10,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형
Fig. 7 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 10,000rpm

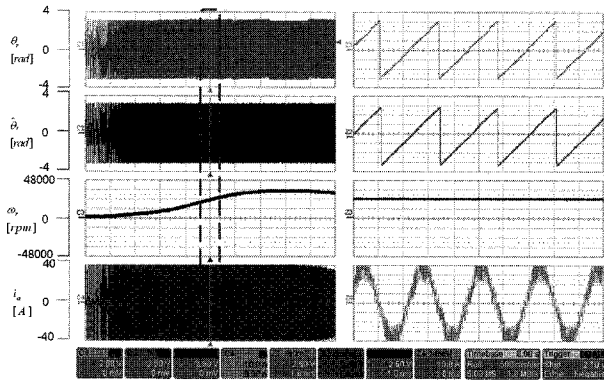


그림 8 전영역 운전중 25,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 8 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 25,000rpm

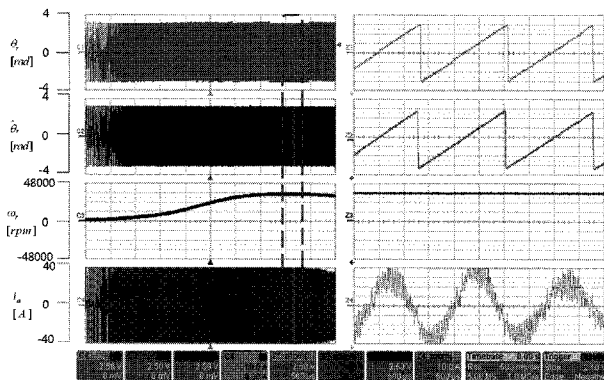


그림 9 전영역 운전중 35,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 9 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 35,000rpm

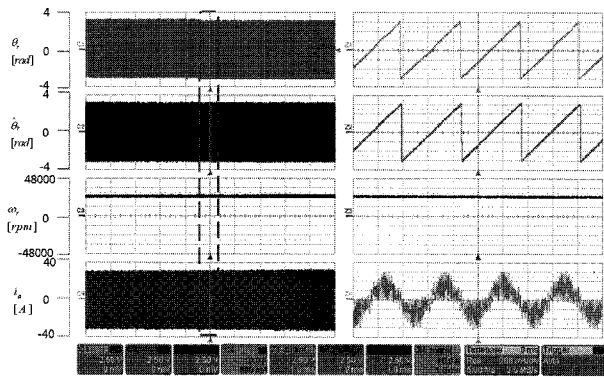


그림 10 25,000rpm 연속 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 10 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 25,000rpm

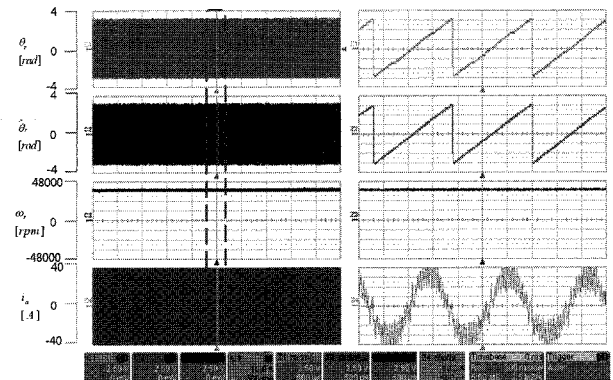


그림 11 37,500rpm 연속 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 11 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 37,500rpm

표 1 전동기 사양

Table 1 The motor specification

항목	사양
극수	2극
정격출력	22kW
정격전압	380V
정격전류	40A
정격속도	45,000RPM
고정자 권선저항	31.3mΩ
고정자 인덕턴스	150μH

6. 결 론

본 논문에서 제안한 반복 적응자속관측기를 적용한 초고속 영구자석형 동기전동기용 센서리스 제어 알고리즘을 전 속도영역에서 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 초고속전동기의 경우 임피던스가 매우 낮고 운전 주파수범위는 넓어서 인버터의 작은 출력의 곡에도 큰 전류 리플로 나타나 속도제어 센서리스 알고리즘을 구현하는데 어려움이 있는데 이를 제안한 반복 적응자속관측기를 적용한 센서리스 제어를 구현하여 안정성과 응답성을 확보하였다. 본 알고리즘은 속도에 따라서 관측기의 계인을 조정하여 응답을 개선하고 또한 관측기를 다중으로 반복하여 추정치의 오차를 최소화 하여 안정된 응답을 얻을 수 있었다. 또한 종래에 초기 기동시 v/f 운전으로 기동하던 것을 반복 적응자속관측기를 적용한 센서리스 알고리즘으로 초기부터 임의의 각도에서 기동이 가능하다는 것을 실험을 통하여 입증하였다.

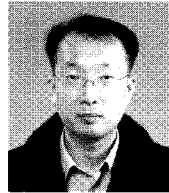
참고 문헌

- [1] S. L. Hamilton, "Micro turbine generator program", in Proc. 33rd Annu. Hawaii Int. Conf. System Sciences, pp. 1-4, 2000.
- [2] J.B. Ahn, Y.H. Jeong, D.H. Kang, J.H. Park, "Development of high speed PMSM for distributed generation using microturbine", *IEEE-IECON Annual Conf.*, Vol. 3, pp. 2879-2882, 2004.
- [3] W. L. Soong, G. B. Klima, R. N. Johnson, R. A. White, and J. E. Miller, "Novel high-speed induction motor for a commercial centrifugal compressor", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 36, pp. 706-713, 2000, May/June.
- [4] L. Xu and C. Wang, "Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol. 1, pp. 483-489, 1998.
- [5] B. H. Bae, S. K. Sul, J. H. Kwon, and J. S. Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 811-818, 2003.
- [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent magnet motor drives, part I: The permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 25, pp. 265-273, 1989.
- [7] T. Furuhashi, S. Sangwongwanich, and S. Okuma, "A position-and-velocity sensorless control for brushless dc motors using an adaptive sliding mode observer", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 28, pp. 89-95, 1992.
- [8] Jul-Ki Seok, Jong-Kun Lee, Dong-Choon Lee, "Sensorless speed control of nonsalient permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 53, No. 2, pp. 399-405, 2006.
- [9] J. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Trans on Ind. App.*, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, 1993.
- [10] Kye-Lyong Kang, Jang-Mok Kim, Keun-Bae Hwang, Kyung-Hoon Kim, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer", *APEC2004*, Vol. 2, pp. 1111-1116, 2004.
- [11] 유재성, 신수철, 이원철, 박상훈, 이병국, 원충연, "가변 개인 회전자 자속관측기에 근거한 스피들 유도전동기의 센서리스 속도제어", *전력전자학회 논문지*, 제11권 제5호, pp. 417-425, 2006. 10.

저자 소개

**김종무(金鍾武)**

1970년 1월 4일생. 1992년 영남대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과(공학박). 1994년~현재 한국전기연구원 선임연구원.

**최정원(崔丁元)**

1971년 8월 26일생. 1995년 영남대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 STX중공업 연구소 과장. 2006년~2008년 금오공대 전자공학부 교수. 현재 영남이공대학 전기자동차학과 교수.

**이석규(李錫圭)**

1956년 12월 7일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 Dept. of Electrical Eng., University of California, Los Angeles (공학박). 현재 영남대 전기공학과 교수.