

고속 동기전동기 드라이브 개발

류지수, 바이사, 이상호
서호전기

Development of Super High Speed PMSM Drive

Ji-Su Ryu, Bayasgalan and Sang-Ho Lee
Seoho Electric Co., Ltd.

ABSTRACT

In this paper, a sturdy on the controller for super high speed PMSM is described. To drive PMSM at 60000rpm, the MRAS based sensorless control algorithm is applied. The control board was designed using TMS320F28335 and the performance verified by experiments.

1. 서론

초고속 동기전동기는 공작기계 및 신재생 에너지 분야에 널리 적용되고 있으며, 터보 블로워(Turbo Blower)는 압축기뿐 아니라 공조 시스템 및 다양한 분야에 제품을 적용하여 생산하고 있다.^[1] 고속 동기전동기는 영구자석형으로 설계되며, 영구자석형 동기전동기의 제어를 위해서 위치센서를 필요로 하는데, 고속 전동기에는 엔코더 같은 속도센서를 기계적으로 취부하기 어렵기 때문에 위치/속도 센서 없이 적용할 수 있는 알고리즘이 필요하다.

본 연구에서는 60000rpm급 고속 동기전동기를 위한 MRAS 기반 센서리스기법을 적용한 인버터를 개발하였다.

2. 고속 동기전동기 제어

2.1 영구자석 동기전동기 모델링

영구자석 동기전동기는 SPMSM과 IPMSM으로 나뉘는데 본 연구에서는 SPMSM에 한정한다. SPMSM의 수학적 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = -\frac{R_s}{L_s}i_{qs} + \frac{v_{qs}}{L_s} - \omega_e i_{ds} - \frac{\omega_e \lambda_m}{L_s} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{ds} = -\frac{R_s}{L_s}i_{ds} + \frac{v_{ds}}{L_s} + \omega_e i_{qs}$$

2.2 동기전동기의 센서리스 제어

영구자석 동기전동기의 고속 운전에 적용 가능한 방법은 크게 d축 전류 제어를 활용한 방법, 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 방법, 모델 기반 적응 제어기법을 이용한 방법등의 3가지 정도로 나눌 수 있다.

슬라이딩 모드 관측기를 사용하게 되면 전동기 파라미터 오차의 영향을 적게 받고 위치를 감지할 수 있는 장점을 가지고 있으나 슬라이딩 면에 진입하거나 유지하기 위한 이득이 커지고

이에 따라 위치 감지를 위한 Chattering Filter가 필요하여 위상 지연이 발생한다. d축 전류 제어를 활용한 방법은 정상상태로 가정하여 위치를 감지하는 방법으로 d축 전류의 값이 변화하는 과도상태의 경우 위치를 감지하기 어려운 단점이 있다. 영구자석 동기전동기의 역기전력은 속도에 비례하므로, 정지 및 저속에서 위치 감지가 어려운 위치 신호없이 일정 속도까지 가속을 하며, 이러한 경우 d축 전류가 변화하여 기동 구간은 대부분 과도 상태로 볼 수 있어, 기동이 어려운 단점을 가지고 있다^[2].

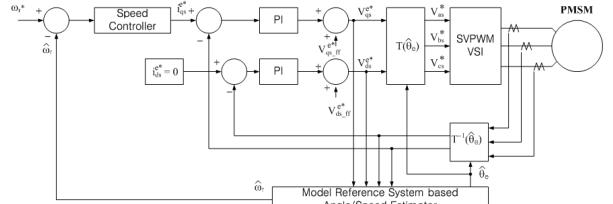


그림 1 제안한 MRAS 기반 PMSM 센서리스 제어 시스템
Fig. 1 A proposed MRAS based sensorless control system for PMSM

따라서 과도상태 성능을 개선하기 위해서, 본 연구에서는 모델 기반 적응제어기법을 이용한 센서리스 제어를 적용하였다^[3]. 전체 구조는 그림 1과 같다. 아래 수식들에서 아래첨자 "c"는 제어기가 알고 있고 있는 동기좌표계를 의미한다. 식(3)은 동기전동기의 기준 모델식이다.

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

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

$$\frac{di_{dc}}{dt} - \frac{di_{dcM}}{dt} = \frac{\omega_e \lambda_m}{L_s} \sin \Delta \theta \quad (4)$$

$$\frac{di_{qc}}{dt} - \frac{di_{qcM}}{dt} = -\frac{(\omega_e \cos \Delta \theta - \hat{\omega}_e) \lambda_m}{L_s}$$

식(4)는 식(2)와 식(3)의 차로부터 얻어지며, 식(4)에서 위치 오차가 작다면 $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$, $\cos \Delta \theta \approx 1$ 이되고 이로부터 다음

식(5)가 얻어진다. 그리고 식(5) 디지털화해서 식(6)을 얻을 수 있다.

식 (6)에서 속도 관측기 이득의 경우 영구자석 동기전동기의 파라미터 향으로만 구성되지만, 위치 관측기 이득의 경우 속도 항이 분모에 포함되어있다. 이 때문에 위치 관측기 이득의 경우 속도가 커짐에 따라 이득은 점차 작아지도록 설계할 필요가 있다.

$$\theta - \hat{\theta} = \frac{L_s}{\omega_e \lambda_m} \left(\frac{di_{dc}}{dt} - \frac{di_{dcM}}{dt} \right) \quad (5)$$

$$\omega_e - \hat{\omega}_e = -\frac{L_s}{\lambda_m} \left(\frac{di_{qc}}{dt} - \frac{di_{qcM}}{dt} \right)$$

$$\hat{\omega}_e(kT) = \hat{\omega}_e((k-1)T) - \frac{L_s}{T\lambda_m} (i_{qc}(kT) - i_{qcM}(kT)) \quad (6)$$

$$\hat{\theta}(kT) = \hat{\theta}((k-1)T) + \frac{L_s}{\hat{\omega}_e(kT)\lambda_m T} (i_{dc}(kT) - i_{dcM}(kT)) + \hat{\omega}_e(kT)$$

2.3 개발된 고속동기전동기 드라이브 및 실험 결과

개발된 고속동기전동기용 인버터는 18kW, 200/400V급으로 TI의 새로운 고성능 DSP인 TMS320F28335를 주마이크로프로세서로 사용하였다.



그림 2 개발된 고속 PMSM용 인버터

Fig. 2 The developed inverter for super high speed PMSM

그림 3은 초기 강제 정렬후, V/f 동기 가속하여 센서리스 제어 모드로 운전하는 과정으로, 센서리스 모드로 전환시 속도는 7000rpm 이다. 그림 4의 위 그림은 7000rpm에서 60000rpm으로 가속시 파형이고, 그림 4의 아래 그림은 정상상태에서 파형으로 전류파형이 사인파 형태를 잘 유지하고 있다.

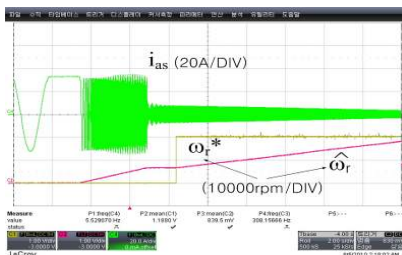


그림 3 초기 기동시 출력 파형

Fig. 3 The output waveform of motor at starting

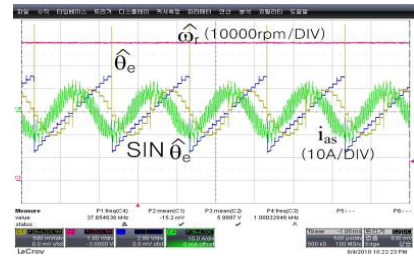
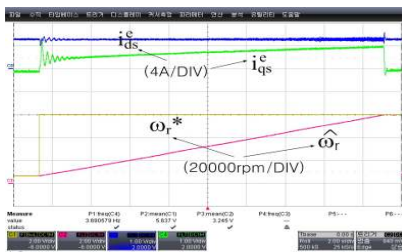


그림 4 60000rpm 운전시 출력 파형

Fig. 4 The output waveform of motor at 60000rpm

3. 결론

6000rpm급 고속 동기전동기용 인버터를 개발하였다. 개발된 인버터는 MRAS 기반 센서리스 알고리즘을 적용하여 과도상태 성능을 개선하였으며, 주마이크로프로세서로 TI의 실수연산형 DSP인 TMS320F28335를 적용하여 제어 알고리즘 구현이 용이한 개발환경을 구축하였다.

4. 서호전기 인버터 제품소개

4.1 벡터 인버터

저압 인버터(200/400V, 5.5 ~ 800kW)

고압 인버터(690/1140V, 30 ~ 630kW)

V/f, 벡터제어, 센서리스 벡터제어 운전이 가능하며 특히 크레인, 호이스트에서 필요한 영속도 제어성능이 우수하다.

4.2 PWM 컨버터(200/400/600, 37 ~ 710kW)

교류 역률 및 전류 THD제어 뿐만 아니라 전동기에서 회생되는 전력을 입력전원으로 회생하여 인버터의 DC-link전압 상승을 방지하는 기능을 가진다.

4.3 회생 컨버터

RCU(400V, 11 ~ 30kW)

PRU(400V, 7.5 ~ 315kW)

전동기에서 회생되는 전력을 입력전원으로 회생하는 기능을 가진다.

4.4 PS(200/400V, 5.5 ~ 800kW)

정전압 정주파수 출력, 디젤엔진을 사용 RTGC 크레인에 적용시 40%이상 에너지 절감 가능하다.

4.5 DC/DC 컨버터(400V, ~250kW)

승압/강압 가능, ultra super capacitor에 적용가능하다.

참 고 문 헌

- [1] 설승기, "초고속 전동기 제어기술", 전력전자학회지 제13권 5호, pp. 28-33, 2008.
- [2] Song Chi and Longya Xu, "Development of Sensorless Vector Control for a PMSM Running up to 60,000rpm", 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 834-839, 2005.
- [3] R. Krishnan, Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control, Pentice Hall Inc. pp. 562-567, 2001.