

DSP를 사용한 PMSM 초고속 전동기 제어기에 관한 연구

오동섭*, 오성업*, 박민호*, 성세진*, 김인수°
 충남대학교*, 국방과학연구소°

A Study on the controller for a high speed PMSM using DSP

*Dong-Seob Oh, *Sung-Up Oh, *Min-Ho Park, *Se-Jin Seong, In-Soo Kim°
 Chungnam National University*, Agency for Defense Development°

ABSTRACT

In this paper, a study on the controller for high speed PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) is described. PMSM can be driven over 50,000 rpm because it has no brush and commutator structure. It also has less EMI noise and easy cooling structure compare to the other motors.

The controller was designed to have a capability to drive 20KW, 42,000rpm high speed motor system. A senseless vector control method was studied based on d-q conversion theory to have a high driving efficiency. The control board was designed using TMS320C33 and the performance was verified by experimental results on driving the inverter and motor system.

1. 서 론

고속 회전구동 목적의 고속전동기로 유도 전동기를 많이 이용하였으나, 고속구동에 따른 유도전동기의 회전자가 파손되거나 큰 단락 전류에 의한 열 축적 등의 문제로 인해 최근 Reluctance 전동기 및 영구자석동기전동기(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)등이 이 분야에 활발하게 응용되기 시작하였다.

영구자석 동기 전동기는 기계적인 브러쉬와 정류자가 없어 수만 rpm까지 회전속도를 높일 수 있을 뿐만 아니라 EMI 문제와 브러쉬의 마모문제를 현저히 경감시킬 수 있다. 권선 고정자 구조는 모터의 주된 열 손실인 고정자에서의 동손으로 인해 발생하는 열을 모터의 케이스를 통해 바깥으로 전달시킬 수 있어 모터의 열적 특성이 유리하며 기계적 접촉에 의한 아크가 발생하지 않아 고속모터로서 PMSM이 적합하다.

초고속전동기 관련 기술은 크게 설계 및 제조기술, 전동기 구동 및 제어기기술, Ceramic Sleeve, Air, Magnetic등 저손실 Bearing 기술, 및 고속 고압하에서의 Blower 관련기술 부분으로 나누어 볼 수 있다. 이에 본 연구는 먼저 20kW급, 42,000rpm 초고속 전동기를 구동하기 위한 제어기에 관한 것이다. 초고속 전동기의 속도를 고효율로 제어하기 위해서 센서리스 벡터제어방식이 적용되었으며, 수학적 해석을 통한 d-q축 변환이론을 고찰하였다. 전류 및 전압 검출을 통해 위치검출을 하도록 제어기가 설계되었다. 또한 제어부의 핵심인 DSP 보드와 속도, 전압 및 전류 센싱부를 제작하였고 모터시스템을 구동하는 실험을 통한 연구결과를 입증하고자 한다.

2. 초고속 PMSM 전동기 제어

2.1 PMSM 전동기의 특성

PMSM 전동기는 동기 전동기의 계자 권선을 생략한 형태로 해석할 수 있다. PMSM 전동기 구조는 그림 1과 같이 고정자는 전형적인 3상 교류 전동기와 같으며, 회전자는 2개의 극을 갖는 단일 구조로 되어 있다.^[1]

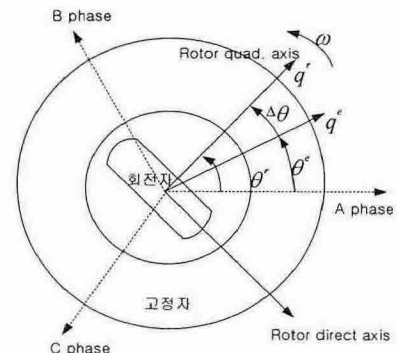


그림 1 PMSM 모터의 위상 다이어그램

Fig. 1. Phase Diagram of PMSM

PMSM 전동기의 전압방정식을 얻기 위해 고정자권선이 대칭이며, 분포권이라 가정한다면 3상 정지 좌표계에

서 PMSM 전동기의 전압 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{as} \\ E_{bs} \\ E_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $p = \frac{d}{dt}$, λ_{as} , λ_{bs} , λ_{cs} : 각 고정자 권선의 자속 쇄교수이며, E_{as} , E_{bs} , E_{cs} 는 각 상의 Back EMF를 나타낸다. Back EMF의 순간 값은 이전의 두 순간 값의 차이를 기준으로 한다. PMSM 모터에 대한 Back EMF값은 각속도 ω 에 의해 결정된다. a상의 Back EMF를 표현하면 식 (2)와 같다.

$$E_a = K \frac{d\theta}{dt} = K \frac{(\theta_{i_i} - \theta_{t_j})}{(t_i - t_j)} \quad (2)$$

여기서 K는 모터 상수 값이며, θ_{i_i} , θ_{t_j} 는 각각 시간 t_i , t_j 의 두 순간 값에서의 위치 값들을 나타낸다. 고정자 권선의 자속 쇄교수 λ_{as} , λ_{bs} , λ_{cs} 는 식(3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = [L_{abc}(\theta)] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, 고정자 권선의 자기 인덕턴스 $[L_{abc}(\theta)]$ 는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$[L_{abc}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{abs} & M_{acs} \\ M_{bas} & L_{bs} & M_{bcs} \\ M_{cas} & M_{cbs} & L_{cs} \end{bmatrix} \text{로 나타내어}$$

3상 좌표계에서의 PMSM 전동기 토크식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{P}{2} [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}] \left[\frac{dL_{abc}(\theta)}{d\theta} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \right] \quad (4)$$

PMSM 전동기의 동특성은 고정자와 회전자 사이의 결합에 의해 매우 복잡한 형태를 가지므로 전압, 전류 및 자속 등 3상 크기의 특성 해석을 위한 수학적 모델의 복잡성을 간소화할 수 있는 d-q축 변환 이론을 적용한다.

d-q축 변환 이론은 3상 모델을 고정자에 고정된 정지 좌표계와 회전자속과 동기회전하는 동기회전 좌표계에 상에 표현할 수 있다. d-q 변환을 이용하여 PMSM 전동기의 전압방정식을 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_r \lambda_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (4)$$

또, d축, q축의 자속 쇄교수는 식(5)와 같다

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds}, \quad \lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (5)$$

2.2 센서리스 제어

PMSM 모터의 3상전류여자는 그림 2에서 보이는 것처럼 d축과 q축의 벡터성분 i_d 와 i_q 각각의 순간전류 위상 다이어그램으로 표현될 수 있다. 이 d-q축 위상 다이어그램으로부터 PMSM 모터에서 생성되는 순간 토크값 식(6)에 대한 표현을 얻어낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q)) \quad (6)$$

여기서, P는 극수를 나타내며, ψ_f 는 쇄교자속크기이다. L_d, L_q 는 각각 d축과 q축의 고정자 상인덕턴스 값들을 나타낸다. 비돌극형의 경우 식(6)에서 $L_d = L_q$ 의 경우 첫 번째항이 소거된다. 그림 2는 PMSM 모터의 센서리스 벡터제어를 위한 제어기의 블록다이어그램을 나타낸다.^[3]

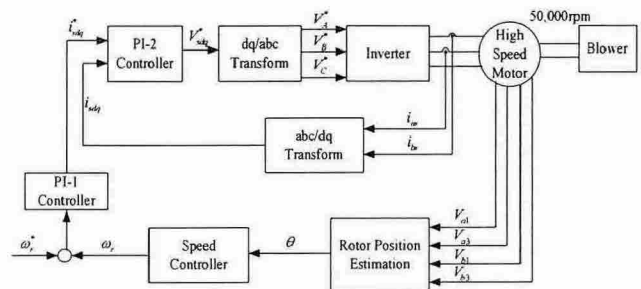


그림 2 PMSM 제어기 블록다이어그램

Fig. 2. Diagram of PMSM controller

그림(2)에서 상전류로부터 검출된 3상 전류값이 d-q축 성분값 i_d^* , i_q^* 로 변환된 후 기준명령전류 i_{ref} 를 생성시키며, 이 값은 다시 i_{ref}^* 와 PI-2 제어기에서 비교된 후 v_{sdq}^* 를 생성한다. 이 값은 다시 3상 인버터의 지령값으로 변환되어 명령되어진다. 회전하는 d축 전류는 토크의 모든 값에 대하여 영으로 설정하고 정현파 위상전류는 항상 정확하게 역기전력 전압들과 함께 같은 위상(혹은 180degree)에 놓이게 된다. 이 값은 하나의 모터 고정자 상의 초기화를 통해 얻어질 수 있다. 예를 들면 상 A를 d축상에 놓는 방식이다. 결과적으로 $i_d^* = 0$ 이 된다. 만약 $i_{ref} = i_q^*$ 라고 정의하면 이때 3상전류와

i_{ref} 사이의 관계는 식(7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_A^* \\ i_B^* \\ i_C^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{ref} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식(7)에서 모터의 고정자 상을 초기화한 후에만 적용 가능하다. 따라서 초기화는 $i_d^* = i_{con}$ 및 $i_q^* = 0$ 으로 설정함으로써 가능하다. 그 결과 식(8)을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_A^* \\ i_B^* \\ i_C^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{con} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 i_{con} 은 전류상수이며 모터의 최대 허용전류보다 작다. 기기의 단자전압은 일반적으로 역기전력 전압의 크기에 비례하기 때문에 이 값이 매우 작게 나타나는 저속에서 노이즈에 대하여 상당히 민감하게 나타날 수 있다. 따라서 본 연구에서는 저속과 고속의 속도 영역을 설정하여 저속과 고속에서의 보다 정확한 측정이 가능하도록 하였다. 다시 말하면 속도제어기 내에 알고리즘에서 저속에서는 개루프 제어방식으로 제어하게 되며, 고속에 도달하게 되면 폐루프 제어를 사용하여 제어하게 된다. 계산된 속도 값은 기준 속도 값과 비교되어 i_{sdq}^* 지령 값을 생성하게 된다.

3. 제어기의 구현 및 실험결과

제어보드의 설계는 초고속 PMSM 전동기 구동시스템에 적합하게 만들어져야 한다. 고속 모터 드라이버의 인버터 제어기는 TI(Texas Instrument)사의 TMS320VC33 프로세서와 AD 변환부, DA 변환부, 전원부, 시리얼 통신부, 논리회로부(EPLD)로 구성되어 있다^[2].

제어연산속도는 17ns에 1개의 곱셈, 더하기 명령을 수행할 수 있고, 고속의 분해능을 가지는 14bit급의 AD 컨버터를 사용하여 센서 없이 모터를 제어할 수 있게 구성되어 있다.

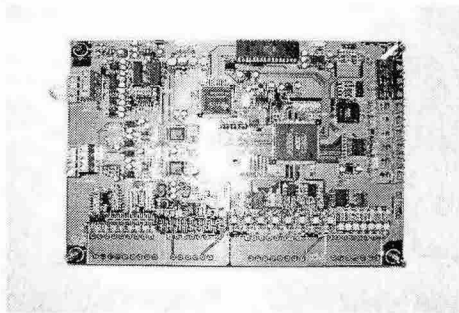


그림 3 제작된 제어 보드 사진
Fig. 3. Photography of control board

그림 4는 제어보드에서 IGBT를 구동하기 위한 신호 출력과 전동기로 출력되는 신호를 나타내고, 그림 5는

PWM 제어에 의해 출력된 신호에 의한 초고속 모터 구동용 인버터에 인가된 전압 및 전류파형을 나타낸다. 인가된 전압은 인버터의 스위치의 초고속 스위칭을 통해 PWM펄스로 나타나며, 전류는 정현파에 가까운 파형을 보여준다.

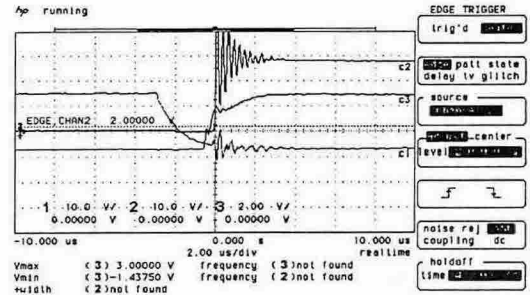


그림 4 제어 신호 출력 파형
Fig. 4. Waveform of control signal output

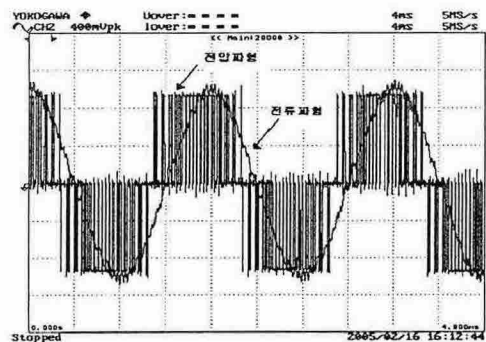


그림 5 인버터 구동 출력 파형
Fig. 5. Waveform of inverter driving output

4. 결 론

초고속 PMSM 전동기의 수학적 해석을 통한 $d-q$ 축 변환이론을 고찰하였으며, 속도제어를 위해 센서리스 벡터제어방식을 적용하였다.

초고속 센서리스 제어를 위해 고속분해능을 갖는 DSP와 14bit급의 AD 컨버터가 사용되었으며, 실제 개발된 전동기 및 인버터 시스템을 구동하는 실험 결과를 제시하였다.

이 논문은 산업자원부와 한국산업기술재단에서 시행한 지역전략사업 석·박사연구인력 양성사업의 지원 및 BK21 충남대학교 정보통신인력양성사업단의 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] I.Boldea "Reluctance Synchronous Machine and Drives" : CLARENDON PRESS . OXFORD 1996
[2] 박선호 外 "디지털 신호처리의 기초와 DSP 응용실무"
[3] 권종혁 외 4인, "DSP를 이용한 초고속 전동기 구동 시스템에 관한 연구", 전력전자학술대회, pp436-440, 1997