

2001년도 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템학회 춘계학술대회 논문집(2001.4.19~21)

직접 토크제어에 의한 속도검출기 없는 SPMSM의 속도 제어 시스템

김민호^{*}, 김남훈^{*}, 김동희^{*}, 김민희^{**}
 *영남대학교, **영남이공대학

A Speed Sensorless SPMSM Position Control System with Direct Torque Control

*Min-Ho Kim, *Nam-Hun Kim, *Dong-Hee Kim, **Min-Huei Kim
 *Yeungnam University, **Yeungnam College of Science & Technology

Abstract - This paper presents a speed sensorless implementation of digital speed control system of Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor(SPMMSM) drives with a direct torque control(DTC). The system presented are stator flux and torque observer of stator flux feedback control model that inputs are current and voltage sensing of motor terminal with estimated rotor angle for a low speed operating area, two hysteresis band controllers, an optimal switching look-up table, rotor speed estimator, and IGBT voltage source inverter by using fully integrated control software. The developed speed sensorless control system are shown a good motion control response characteristic results and high performance features using 1.0Kw purposed servo drive SPMMSM.

Key Words : DTC, SPMSM, Speed Control, Stator Flux Observer.

I. 서 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 서보구동용 제어시스템은 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템이 필수적이다. 이를 위해 구조가 간단한 영구자석 동기전동기에 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 벡터제어는 난해하고 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 따라서 종전의 복잡하게 이루어진 하드웨어적인 제어를 비용이 저렴하며 여러 가지 형태로 변환이 쉽게 이루어지면서 간단하게 소프트웨어적으로 실행할 수 있는 제어시스템 구현은 고속연산과 처리속도가 빠른 전용 DSP를 이용하여 이를 해결 할 수 있었다 [1]~[3]. 그러나 속도 검출기나 위치 검출기는 시스템을 복잡하게 하고 가격과 유지비를 증가시키며 기계적 강인성과 신뢰성을 떨어뜨릴 뿐 아니라 적용 환경에 따라 존재하는 잡음에 매우 취약하기 때문에 부가의 속도 검출기나 위치 검출기 없는 제어 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

최근에는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어에서처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 의존성이 적으면서 록업 테이블에 의하여 직접 전동기의 토크를 제어 할 수 있는 직접 토크제어 구동 시스템에 대한 연구에 관심이 집중되고 있다[4]~[10].

이에 따라 본 연구에서는 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMMSM)를 속도검출기가 없는 정밀 제어시스템에 적용하기 위하여 직접 토크제어에 의한 속도검출기

가 없는 제어 시스템을 구현하는데 있다.[11]~[13] 일 반적으로 전동기 제어시스템은 저속영역에서 부하변동에 따른 좋은 운전특성을 얻기가 어렵다. 이를 해결하기 위하여 넓은 영역에서 안정되고 우수한 특성이 얻어지는 고정자 자속을 피아드백 하는 자속 추정기를 적용하여 고정자 자속과 토크를 직접 제어하여 빠른 응답특성이 이루어지는 직접 토크제어에 의한 SPMMSM의 정밀 제어 시스템을 제시하였다. 제시된 시스템의 운전특성은 1.0Kw 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMMSM)의 IGBT 전압형 인버터에 의한 제어를 고찰한 결과 우수한 특성이 얻어짐을 확인하였다[1].

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d \Phi_{ds}}{dt} - \omega_e \Phi_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d \Phi_{qs}}{dt} + \omega_e \Phi_{ds}$$

$$\Phi_{ds} = L_d I_{ds} + \Phi_F \quad (2)$$

$$\Phi_{qs} = L_q I_{qs}$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (3)$$

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (4)$$

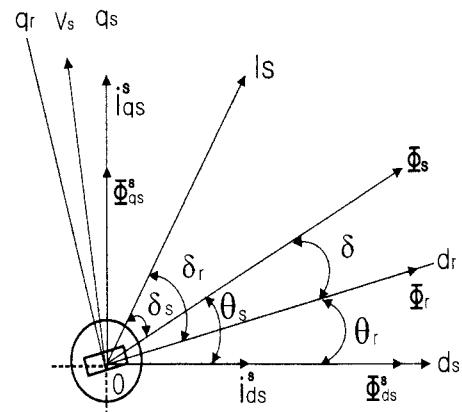


그림 1. 벡터도

만약 $I_d = 0$ 로 제어하면 토크는 I_{qs} 에 비례하게 된다. 또한 표면 부착형 동기전동기는 $L_d = L_q$ 이므로 토크는 식 (5)로 간략하게 표시되며, 이 식에서 토크는 고정자와 회전자의 쇄교자속과 고정자의 전류의 벡터 곱에 의하여 계산됨을 알 수 있다.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \Phi_s I_s \sin \delta_s \quad (5)$$

PMSM에서 고정자 자속이 전동기 단자전압 제어에 의하여 제어될 때 회전자 자속은 일정한 크기로 회전하는 벡터이다. 고정자 쇄교자속 Φ_s 가 미소하게 변화 될 경우, 자속의 크기가 Φ_s^* 로 변화하게 되고, 미소 변화량 $\Delta\Phi_s$ 는 식(6)으로 되며, 이때 토크 각은 $\Delta\delta$ 만큼 변화되고 이 변화의 결과는 식(7)로 표시된다. 토크는 고정자와 회전자 사이의 각과 고정자 자속의 크기를 변화시키므로 제어됨을 보여주고 있다. 식(6)으로부터 SPMSM의 토크는 전동기 전류와 추정된 고정자 자속의 벡터 곱에 의하여 얻어지며, 고정자 자속과 전류기준 좌표계로 토크를 표시하면 식(3)으로 된다. 요구되는 토크가 T_e^* 이고 실제 발생되는 토크가 T_e 일 때 토크오차는 식(7)로 되며, $\Delta\delta$ 의 조정에 의하여 오차를 보상할 수 있다.

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s^* - \Phi_s \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= T_e^* - T_e \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left[\frac{\Phi_s^* \Phi_r}{L_q} \sin(\delta + \Delta\delta) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\Phi_s \Phi_r}{L_q} \sin(\delta) \right] \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left[\frac{\Delta\Phi_s \Phi_r}{L_q} \sin(\Delta\delta) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\Phi_s \Phi_r}{L_q} \cos(\delta + \Delta\delta) \right] \quad (7) \end{aligned}$$

II 직접 토크제어

1. 직접 토크제어의 특성

동기전동기의 직접 토크제어(DTC, Direct Torque Control)는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자전압제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생되는 토크를 서로 독립적으로 제어 할 수 있다. 빠른 토크응답과 낮은 인버터 스위칭 주파수 및 적은 고조파 손실을 얻기 위하여 요구되는 스위칭 모드 선택은 고정자의 자속과 토크의 히스테리시스 벤드 안에서 오차 제한에 의하여 만들어지며, 이 때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으로써 빠르게 변화시킬 수 있다. 이에 따라 직접 토크제어 방식은 전동기의 빠른 토크응답과 유연성 있는 제어를 이를 수 있다. 이 기술의 주 장점은 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하다는 것이며, 토크의 동적 특성이 전동기 회전자의 파라메터 변동에 영향이 적으며, 많은 제어기의 채용과 복잡한 알고리즘 계산에 요구되는 연산시간을 감소시킬 수 있는 특징을 가지고 있어 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다.[5]-[8] 일반적으로 고정자 자속의 크기는 가능한 정상적인 안정상태로 유지하고 토크는 고정자와 회전자 사이의 각(δ)에 의하여 제어된다.

2. 최적 스위칭 전압벡터

최적의 스위칭 전압벡터는 출력의 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 전압원 인버터(VSI)에서 만들 수 있는 6개의 전압벡터와 2개의 영 전압벡터로 구성된다.

부하 및 속도가 가변 되어 고정자 쇄교자속의 증가가 요구될 때에는 $\Delta\Phi_s = 1$ 로, 감소가 요구될 때에는 $\Delta\Phi_s = 0$ 으로 나타낼 때, 2 레벨 자속 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 식(8)의 조건에서 결정되며, 토크의 증가가 요구될 때에는 $\Delta T_e = 1$, 감소가 요구될 때에는 $\Delta T_e = -1$, 토크 변화가 없을 경우에는 $\Delta T_e = 0$ 으로 나타낼 때, 3 레벨 토크 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 정 방향 일 경우는 식(9)로, 역 방향 일 경우는 식(10)의 조건을 적용한다 [10]. 이식을 이용하여 최적 스위칭 전압벡터의 루업 테이블이 구성된다.

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_s &= 1, & \text{if } |\Phi_s| \leq |\Phi_s^*| - |\Delta\Phi_s| \\ \Delta\Phi_s &= 0, & \text{if } |\Phi_s| \geq |\Phi_s^*| + |\Delta\Phi_s| \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= 1, & \text{if } |T_e| \leq |T_e^*| - |\Delta T_e| \\ \Delta T_e &= 0, & \text{if } T_e \geq T_e^* \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= -1, & \text{if } |T_e| \geq |T_e^*| + |\Delta T_e| \\ \Delta T_e &= 0, & \text{if } T_e \leq T_e^* \end{aligned} \quad (10)$$

3. 고정자 자속 관측기

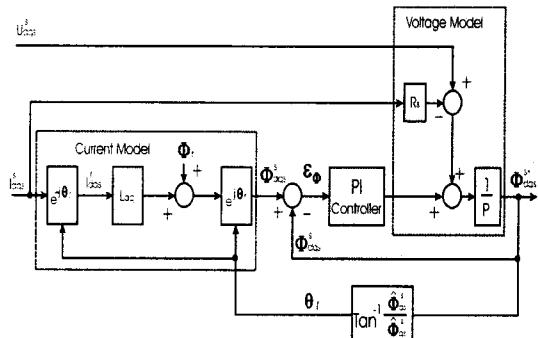


그림 2. 폐루프 자속 관측기

그림 2는 본 연구에서 적용한 넓은 속도 제어범위에서 우수한 특성인 얻어지는 고정자 자속을 피드백하여 적용하는 자속 추정기이다. 여기서 각 부분의 수식은 (11)-(16)에서 나타내었다.

$$I_{qd}^r = \text{Exp}(-j\theta_r) I_{qd}^s \quad (11)$$

$$\Phi_{qds}^r = L_{qd} I_{qds}^r \quad (12)$$

$$\Phi_{qdr}^r = \begin{bmatrix} L_q I_{qs}^r \\ L_d I_{ds}^r + \Phi_F \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\Phi_{qds}^{s*} = \text{Exp}(j\theta_r) \Phi_{qds}^r \quad (14)$$

$$\Phi_{qds}^s = \int [(V_{qds}^s - R_s I_{qds}) + \varepsilon_\phi (K_p + \frac{K_I}{P})] dt \quad (15)$$

$$\varepsilon_\phi = (\Phi_{qds}^{s*} - \Phi_{qds}^s) \quad (16)$$

4. 고정자 자속을 이용한 속도 추정기

동기전동기에서 θ_r 을 미분함으로서 속도를 추정 할 수 있다. 본 논문에서는 고정자 자속정보를 이용하여 속도를 추정한다.

$$\begin{aligned}\theta_r &= \text{Arc Tan} \left(\frac{\phi_{qs}^s}{\phi_{ds}^s} \right) \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt} \\ &= \frac{\phi_{ds}^s \frac{d\phi_{qs}^s}{dt} - \phi_{qs}^s \frac{d\phi_{ds}^s}{dt}}{(\phi_{ds}^{s2} + \phi_{qs}^{s2})} \quad (17)\end{aligned}$$

III 시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 속도검출기 없는 동기전동기의 제어 시스템을 구현하기 위하여 그림 4와 같은 속도검출기 없는 제어시스템을 구성하였으며, 위치제어는 PD 제어기를, 속도제어는 IP 제어기를 사용하였으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 전류를 사용한 전류모델 관측기를 이용하였으며, 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 하스테리시스 벤드 제어기를 사용하였다.

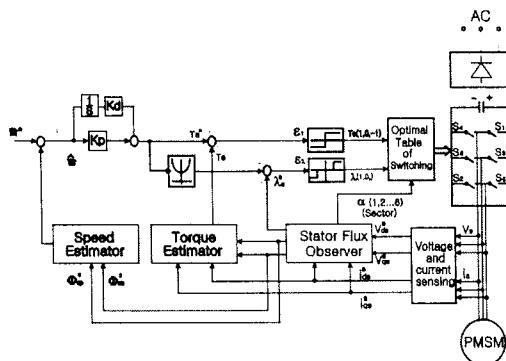
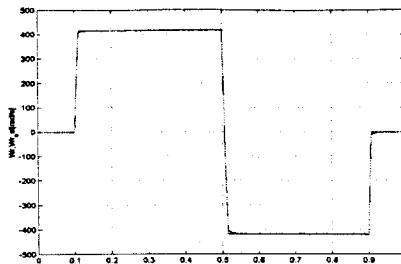


그림 3. DTC를 이용한 SPMSM 제어 시스템

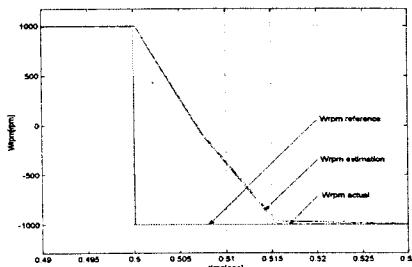
IV 시뮬레이션

모의 실험에 적용된 PMSM의 표와 같다. 제어기의 성능을 평가하기 위하여 1000[rpm]에서 정·역 운전을 수행하였을 때의 실제 속도와 속도 추정기의 응답 특성과 실제 자속과 자속추정기의 자속을 추정하는 시스템의 타당성을 시뮬레이션을 통하여 검토하였다.

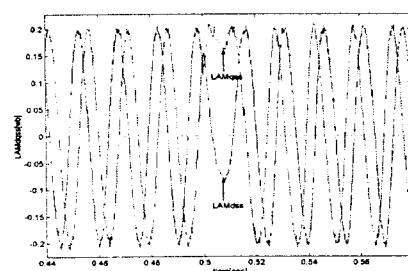
그림 4의(a)는 속도 제어 응답특성을 나타내고, 그림 (b)는 정방향에서 역방향으로 바뀌는 순간을 확대한 것이다. 그림 (c)는 고정자 자속 관측기에서 나타나는 과정을 나타낸 것이고, 그림 (d)는 정방향에서 역방향으로 빠질때의 과정을 나타내고 있는데, d-축과 q-축의 위상이 바뀜을 알 수 있다. 그림 (e)는 토크파형을 나타내고 있다.



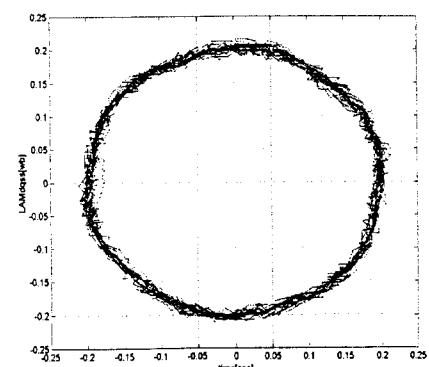
(a) 속도 제어 응답특성



(b) 속도제어 응답특성을 확대 관측한 과정

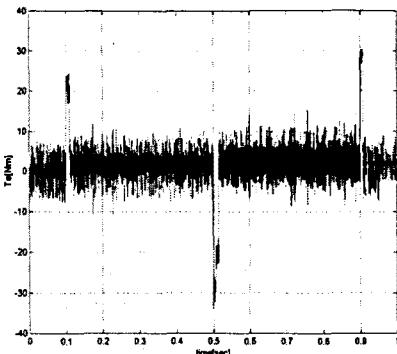


(c) 과도 상태시 고정자 자속 과정



(d) 고정자 자속 리사츄 도형

참 고 문 헌



(e) 토크 파형
그림 4. 시뮬레이션 파형

표 1. PMSM 파라메타

전류 [A]	5.8	고정자 저항	0.47
극수	8	관성 모멘트 [$K_g \cdot m^2$]	2.07×10^{-3}
정격속도 [rpm]	3000	L_s [mH]	3.14

V 결론

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 동기 전동기 (SPMSM)를 직접 토크제어에 의한 속도 검출기 없는 시스템을 시뮬레이션을 통하여 우수한 동적 특성이 얻어짐을 보여 주었다.

- [1] 김민희, 김남훈, "DSP를 이용한 유도전동기 디지털 제어시스템", 한국산업용용학회 논문집, Vol. 3, No. 1, pp. 9-15, 2000
- [2] Technosoft Co., "DSP Digital Motion Controller DMCS-ac Toolbox", 1998
- [3] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Press, 1998
- [4] Iron Boldea "Electric Drives", CRC Press, 1999
- [5] Perer Vas "Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives", Oxford Press, 1999
- [6] Christors Mademlis, Jannis Xypteras, and Nikos Margaris, "Loss Minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. IE, Vol. 47, No. 1, pp. 115-122, 2000
- [7] Minghua Fu and Longya Xu, "A Sensorless Direct Torque Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors", IECON'99, pp. 159-164, 1999
- [8] Guchuan Zhu, et. al. "Speed Tracking Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with State and Load Torque Observer", IEEE Trans. IA, Vol. 47, No. 2, pp. 346-355, April 2000
- [9] Yousfi, D. ,Azizi ,M. and Saad, A. , "Position and speed estimation with improved integrator for synchronous motor", IEEE VOlume3, pp 1097- 1102
- [10] Wang Limei, Guo Qingding and Lorenz, R.D. "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor" . PIEMC 2000, 186 - 190
- [11] Andressescu, G.D. "Nonlinear Observer For Position And Speed Sensorless Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives" OPTIM 98, pp473 - 378
- [12] Yousfi, D. ,Azizi ,M. and Saad, A. , "Sensorless position and speed detection for permanent magnet synchronous motor" ,PIEMC 2000 pp.1224 - 1229