

박민호*
* 서울대

이홍희**
** 울산대

전태원**

Position Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Min-Ho Park*
* S.N.U.

Hong-Hee Lee**
** Univ. of Ulsan

Tae-Won Chun**

Abstract

It is an important thing to detect the Pole position for vector control of permanent magnet synchronous motor.

In this paper, traditional position sensor is removed with the estimation of the pole position by using adaptive identification.

Also, the proposed algorithm is simulated and the results are very good performance.

1. 서론

최근 전력용 반도체 소자의 개발과 마이크로 프로세서의 발달에 힘입어 서어보 운전용으로 브러쉬와 정류자편이 없어 유지보수가 용이한 Brushless Servo Motor 토의 전환이 적극적으로 이루어지고 있다. Brushless Motor는 크게 Brushless DC Motor(BDCM), Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM), Induction Motor (IM), Reluctance Motor 등으로 대별할 수 있다.

이 가운데 영구자석을 사용하고 있는 BDCM와 PMSM은 IM에 비해 소형, 고효율, 저 관성모멘트 등의 장점등으로 인해 최근 영구자석 제질의 개발과 더불어 서어보 운전용으로 각광을 받고 있다. (1) - (3)

이와 같은 영구자석형 전동기의 많은 장점에도 불구하고 직류 전동기와 유사한 특성을 확보하기 위해서 자극의 위치를 검출하기 위한 위치 검출기는 필요 불가결한 것이다.

특히 정밀, 속응성을 필요로 하는 서어보 운전에서 더욱 더 그렇다. 그러나, 위치 검출기를 장소에 따라 설치할 수 없는 경우도 있고 디지털 제어를 위해 PG를 사용할 경우 검출기의 본능성이 한정되어 있으므로 저속에 위치 정보를 얻지 못할 경우도 있다. (4), (5)

또한 경제적인 측면도 무시할 수 없는 요인이기 때문에 회전자 위치를 추정하여 위치검출기 없이 영구자석형 전동기를 제어할 수 있는 방법이 제안된 바 있다. (6) - (8)

이들은 자극의 위치가 제어에 덜 제한적인 BDCM에 대한 것들로 안정성에 대한 검토도 없다.

본 논문에서는 전압, 전류의 측정으로 모델 규범 적응제어기법을 (9)-(11) 도입하여 원통형 영구자석 동기 전동기(Cylindrical type permanent Magnet Synchronous Motor; 이하 CPMSM이라 칭함)의 백터제어를 위치검출기없이 행할 수 있는 알고리즘을 제시하고 그 결과를 시뮬레이션을 통해 보였다.

2. CPMSM의 백터제어

CPMSM의 등가 회로는 그림1)과 같으며 이것으로부터 유도된 회전축(d-q축)에서의 운동방정식은 다음과 같다.

$$V_d = (R_s + L_s p) i_d - \omega i_q \quad (1)$$

$$V_q = \omega i_d + (R_s + L_s p) i_q + \omega \phi \quad (2)$$

$$p\omega = \frac{p}{J}(T - T_L) - \frac{B}{J} \omega \quad (3)$$

$$T = p i_q \phi \quad (3)$$

단, $p = \frac{d}{dt}$, $P =$ 극대수

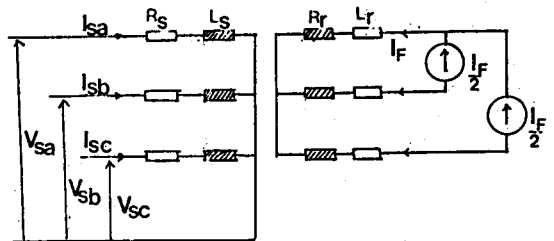


그림 1. CPMSM의 등가회로

추정 자극 방향을 \hat{d} 라 하고 이것과 직교하도록 \hat{q} 축을 잡고 ω 의 추정값을 각각 $\hat{\omega}$, $\hat{\theta}$ 라 두면 그림2)와 같은 백터도를 그릴 수 있다.

\hat{d} - \hat{q} 축으로 변환한 전압, 전류 방정식 및 토오크식은 다음과 같다.

$$\hat{V}_d = (R_s + L_s p) \hat{i}_d - \hat{\omega} L_s \hat{i}_q - \omega \phi \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (4)$$

$$\hat{V}_q = \hat{\omega} L_s \hat{i}_d + (R_s + L_s p) \hat{i}_q + \omega \phi \cos(\theta - \hat{\theta})$$

$$T = P \hat{\phi} \hat{i}_q \cos(\theta - \hat{\theta}) \quad (5)$$

벡터제어의 경우 \hat{d} 축 방향에 자극이 있다고 보고 제어 입력을 주게 되므로 \hat{d} 축 전류의 지령치는 영이다.

또한 전류제어기로 히스테리시스제어기를 사용할 경우 그 이득은 대단히 크므로

$$\hat{i}_d = 0 \quad (6)$$

로 된다.

따라서 (4)식은 다음과 같이 변환된다.

$$\hat{V}_d = -\hat{\omega} L_s \hat{i}_q - w \psi \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (7)$$

$$V_q = (R_s + L_s p) \hat{i}_q + w \psi \cos(\theta - \hat{\theta})$$

또한 (5)식에서 알 수 있듯이 $\hat{\theta} = \theta$ 일때 최대 토크/전류운전이 가능해짐을 알 수 있다.

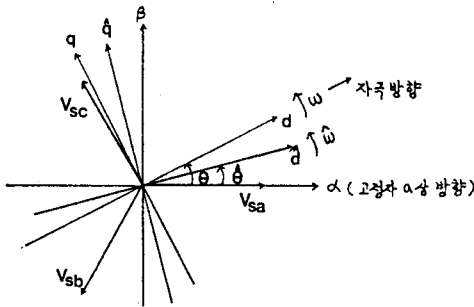


그림2. 2상 좌표계에서의 전압, 전류 벡터도

d - q 축과 \hat{d} - \hat{q} 축에서의 전압, 전류관계를 다음식과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) & -\sin(\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(\theta - \hat{\theta}) & \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_d &= \hat{i}_q \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ i_q &= \hat{i}_q \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (9)$$

3. 장수동정법에 의한 자극 위치 추정

식(1), (4)를 상태방정식 형태로 변환하면

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w \\ -w & \frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q - w\psi \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$F \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{w} \\ -\hat{w} & \frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} \hat{V}_d + w\psi \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ \hat{V}_q - w\psi \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

로 되어 정수(parameter)항에 w 가 포함되어 정수동정법(parameter identification)에 의해 각속도 w 를 동정하는 것이 가능함을 알 수 있다.

벡터제어에서 식(6)에서와 같이 $\hat{i}_d = 0$ 이고

$\hat{\theta} = \theta$ 이면 ($\hat{w} = w$) 식(8)로부터

$$\hat{V}_d = V_d, \quad \hat{V}_q = V_q \quad (12)$$

식(6), (12)을 (11)에 대입하면 규범모델은 다음식으로 표현

된다.

$$p \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{w} \\ -\hat{w} & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q - w\psi \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (10), (13)로부터

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & w \\ -w & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} + (w - \hat{w}) \hat{i}_q \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

식(14)은 모델 규범 적응시스템(Model Reference Adaptive System)의 등가 피드백 시스템으로 표현해보면 다음과 같다

$$\dot{e} = A e + I Z_1 \quad (15)$$

$$\text{단, } e = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q - \hat{i}_q \end{bmatrix}, \quad Z_1 = (w - \hat{w}) \hat{i}_q \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

I = 단위행렬

식(15)를 등가 피드백 시스템의 블록도로 표시하면 그림 3)과 같다.

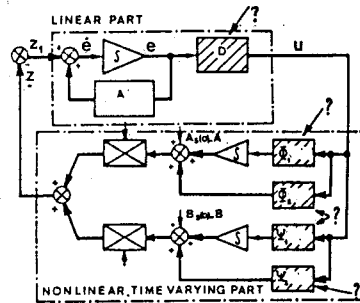


그림3. 등가피드백 시스템

참고문헌(9)에서 알 수 있듯이 이 시스템이 안정하기 위해서는 선형시불변부는 strictly positive real 하고 피드백 블록은 popov 부등식을 만족해야 한다.

그림 3)에서 $U = D e$ 의 관계에서

Strictly positive real한 조건을 만족하는 한 경우의 해를 구하면

$$D = \left[\frac{R_s}{L_s} + p, -\hat{w} \right] \quad (17)$$

로 들 수 있다.

또한 추정각속도 \hat{w} 가 비례, 적분요소를 가진 동정기(identifier)로부터 구해진다고 가정하면

$$\hat{w} = K_1 \int_0^t \phi_1(u, r, t) dr + K_p \phi_2(u, t) + \hat{w}(0) \quad (18)$$

로 표현될 수 있다.

Popov 부등식을 만족시키도록 ϕ_1, ϕ_2 를 구하면

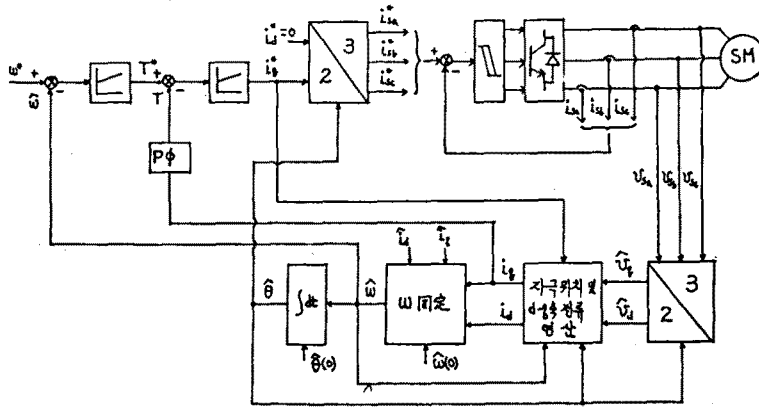


그림 4. 위치 추정 제어 블록도

$$\phi_1 = \phi_2 = (p + \frac{R_s}{L_s}) \cdot i_d \hat{i}_q - \hat{\omega} \hat{i}_q (i_q - \hat{i}_q) \quad (19)$$

가 될 수 있다.
따라서,

$$\hat{\omega} = K_1 \int_0^t [(p + \frac{R_s}{L_s}) i_d \hat{i}_q - \hat{\omega} \hat{i}_q (i_q - \hat{i}_q)] dt + \hat{\omega}(0) \quad (20)$$

이다. 이상의 결과들로 부터 벡터제어를 위치검출기없이 행할 수 있는 시스템의 블록도를 표시하면 그림 4와 같다.

4. 시뮬레이션

식(20)의 \$\hat{i}_q\$ 는 전류계어기로 히스테리시스제어를 사용했기 때문에 기준 입력전류 \$i_q^*\$ 와 같은 값으로 볼 수 있다. 또 디지털 제어에서 \$i_q^*\$ 가 샘플링주기마다 변화하므로 \$i_d\$ 의 미분치는 \$i_q^*\$ 에 대해 정규화된 값을 사용해야 자극위치의 오차를 잡을 수 있으므로 보상기에서 \$i_d\$ 의 미분치는 다음과 같이 사용했다.

$$p i_d \Big|_{t=nT_s} \Rightarrow \frac{i_d(n)}{T_s} \left[\frac{i_q(n)}{i_q(n)} - \frac{i_q(n-1)}{i_q(n-1)} \right] \quad (21)$$

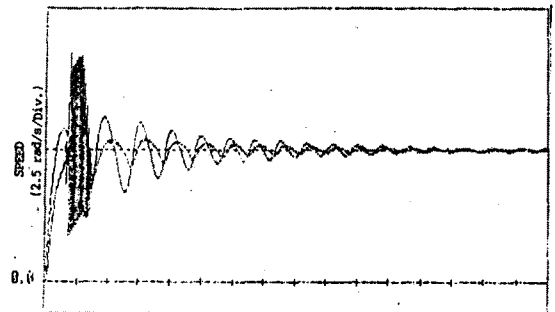
단, \$T_s\$; 샘플링 주기

이상의 결과들로 부터 시뮬레이션한 결과를 그림5)에 나타내었다.

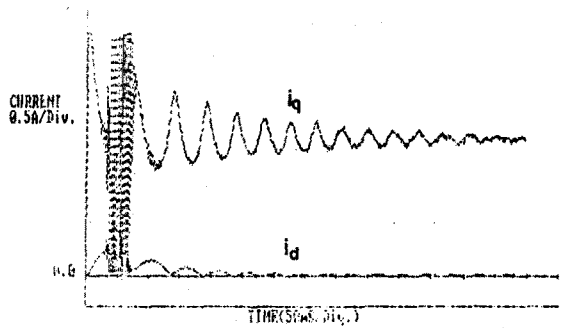
이 경우 속도기준을 100 rpm으로 했으며 부하토크는 정격토크의 반정도의 토크로 일정하다고 보았다. 사용된 전동기의 계 정수는 표1과 같다.

표 1. 전동기 정수

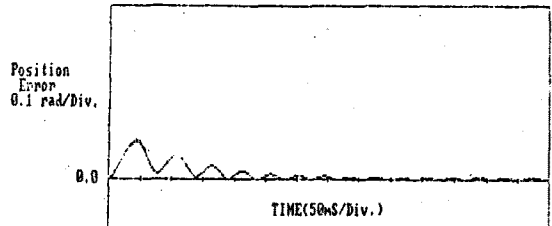
| | | | |
|------|----------|----------|-------------------------|
| 정격출력 | 1.5 Kw | 요정자 저항 | 0.75 \$\Omega\$ |
| 정격속도 | 1200 rpm | 고정자 인덕턴스 | 5.8 mH |
| 정격전류 | 12.6 A | 자속 | 0.35 wb |
| 극 수 | 4 | 관성모멘트 | 0.005 Kg·m ² |



a) 전동기 각속도 및 추정 각속도



b) d축 및 q 축 전류



c) 자극 위치 오차

그림 5. 시뮬레이션 결과도

5. 검토 및 결론

본 논문에서 제안한 모델규범형 적응 시스템의 정수동정법에 의한 자극 위치 추정은 시뮬레이션 결과에서 보듯이 상당히 안정되게 정상 상태에 도달함을 알 수 있다. 따라서 최대 토오크/전류운전이 가능해진다.

다만, 시뮬레이션에서 초기 자극위치의 추정값이 실제값과 근사하다고 보았으며 실제전류(i_d , i_q)를 정확히 측정했다고 가정했으므로 앞으로 이 가정을 실제로 구현할 수 있는 방법이 요구된다.

또한 보상기의 설계를 보다 정교하게 하면 안정성과 더불어 속응성을 갖도록 제어하는 것이 가능해지리라 생각된다.

본 연구는 종래의 전압, 전류 측정으로 연산에 의한 위치추정에 비해 보다 안정되고 견고한 시스템으로 구현하는 방향으로 계속될 것이다.

6. 참고문헌

(1) R.Lessmeier, W.Schumacher, W.Leonard, "Microprocessor-Controlled AC-Servo Drives with Synchronous or Induction Motors : Which is Preferable ?", IEEE-IAS Annual Meeting, Oct. 1985.

(2) Eike Richter, et al, "The Ferrite Permanent Magnet AC motor-A Thechnical and Economical Assessment", IEEE Tran. on Ind. Appl., vol. IA-21, No. 4, May/June 1985.

(3) R.Krishnan. "Selection Criteria for Servo Motor Drives" IEEE, Tran. on Ind. Appl., vol IA-23, No.2, May/Apr. 1987.

(4) Jun Mochizuki, et al. "A Microprocessor-Based Brushless Servo Motor Controller Capable of Very Low Speed Drive", IEEE IECON., 1984

(5) Masahiko Watanabe, et al, "Digital Servo System Using Speed Estimation Observer", T.IEE Japan, vol.107-D, No. 12, 1987.

(6) Tsunehiro Endo, et al, "Microprocessor-Controlled Brushless Motor Without a Shaft-Mounted Position Sensor", IPEC-Tokyo 1983.

(7) Hiroshi Watanabe. et al, "DC-Brushless Servo System Without Rotor Position and Speed Sensor", IEEE IECON., 1987.

(8) HOANG LE-HUY, et al, " A self-Controlled Synchronous Motor Drive using Terminal Voltage System", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-18, No.1, Jan/Feb., 1982.

(9) Yoan D. Landan, "Adaptive Control", Marcel Dekker, INC., 1979.

(10) Axel Brickwedde, "Microprocessor-Based Adaptive Speed Position Control for Electrical Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-21 No.5. Sep./Oct. 1985.

(11) Hidehiko Sugimoto and Shinzo Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its characteristics", IEEE Trans. ind. Appl., vol. IA-23, No.2, 1987.