

영구자석형 동기전동기의 속도제어기 설계에 관한 연구

윤 병도 김 원호 박 성택
중 앙 대 학 교 전 기 공 학 과

A STUDY ON Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Controller Design

Byung-Do Yoon, Yoon-Ho Kim, Sung-Taek Park
Department of Electrical Engineering, Chung-Ang University

ABSTRACT

Vector control has been widely used in AC machines for precise control. The application of Vector control for the permanent magnet synchronous motor drive and complete modeling, simulation and analysis of the drive are discussed in this paper.

The nonlinear model of the permanent magnet synchronous motor is linearized. Then the theory of vector control is applied to the linearized model in designing controllers.

The operation and relevant mathematics model of a pseudo derivative feedback controller are then presented.

Two different speed controller design are then considered.

A comparative evaluation of the two speed controller is also presented.

1. 서론

DC 서어보 전동기는 전기자 전류와 계자전류를 상호분리제어 할수 있다는 제어상의 장점때문에 기동시 큰 토크를 요구하고, 빠른 속도응답을 필요로 하는 서어보동계에 주로 사용되어 왔으나, 정류기능을 하는 브러시와 정류자를 가지고 있기 때문에 최고 회전수, 순시 토크 등 여러 큰 제약을 받을뿐 아니라, 브러시 마모에 의한 정기적인 보수 점검이 필요하다.

그러나, AC Servo Motor는 전력전자의 발전과 고성능 영구자석의 발전과 양산화에 의거 DC Servo Motor의 제어상의 장점을 유지하면서 기계적 정류구조를 제거시켰을 뿐 아니라 신뢰성과 내환경성이 크게 향상되었다[1].

AC 서어보 전동기는 유도전동기와 영구자석형 동기전동기로 크게 분류 할수 있다.

벡터제어는 AC 전동기의 구동시 AC 전동기를 동가의 타어자 직류전동기로 변환시킨다.

이것은 DC전동기보다 AC 전동기의 일반적인 장점을 유지하면서 고도의 제어능력을 갖는 DC 서어보 전동기와 똑같은 장점을 얻을수 있다.

최근의 연구에서 유도전동기에 대응할수 있는 고성능 서어보 적용에 영구자석형 동기전동기(PMSM)가 강력하게 부상하고있다 [2-4].

영구자석형 동기전동기(PMSM)는 유도전동기와 비교할때 좀더 큰 토크대 관성비와 출력밀도를 가지며 같은 출력일때, PMSM은 크기가 작고 무게가 가벼우며 이것은 고성능의 로봇나 우주산업분야의 응용에 적절하다.

본 논문은 속도제어기 설계를 위해서 유도전동기에 공범위 하게 적용되는 벡터제어의

개념을 도입, PMSM 선형화 모델을 유도하여 타어자 직류전동기와 같은 고도의 속도제어 능력을 갖는 영구자석형 동기전동기의 속도특성과 토크 특성 등 시뮬레이션 결과를 통해 검증하고자 한다.

2. 이론적 고찰

2-1 기계의 수학적 모델

PMSM의 회전자 좌표계에서 고정자 d,q 방정식은 다음과 같다.

$$V_q = R \cdot i_q + p \phi_q + W_r \cdot \phi_d \quad (2-1)$$

$$V_d = R \cdot i_d + p \phi_d - W_r \cdot \phi_q \quad (2-2)$$

쇄고자속의 d,q성분은 다음과 같다.

$$\phi_q = L_q \cdot i_q \quad (2-3)$$

$$\phi_d = L_d \cdot i_d + \phi_{pr} \quad (2-4)$$

전기적 토크 Te 는 다음과 같이 표시할수있다.

$$T_e = 3P[\phi_{pr} \cdot i_q + (L_d - L_q)i_d \cdot i_q] / 2 \quad (2-5)$$

여기서

$$P : \text{미분 연산자} \left(\frac{d}{dt} \right)$$

$$P : \text{극의 대수(number of pole pair)}$$

전동기의 동특성 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = T_L + B W_r + J p W_r \quad (2-6)$$

위의 토크의 식에서 i_d, i_q 의 곱의 항이 포함되어 있기때문에 비선형이다. 동특성을 시뮬레이션 하기 위해서 식(2-1)에서 (2-6)까지 주어진 방정식을 다음과 같은 상태 방정식으로 표현할수 있다.

$$p i_d = (V_d - R \cdot i_d + W_r L_q i_q) / L_d \quad (2-7)$$

$$p i_q = (V_q - R \cdot i_q - W_r L_d i_d - W_r \cdot \phi_{pr}) / L_q \quad (2-8)$$

$$p W_r = (T_e - B W_r - T_L) / J \quad (2-9)$$

$$p \theta_r = W_r \quad (2-10)$$

2-2 PMSM 벡터제어에 의한 선형화 모델

식(2-3)과 (2-4)로부터 그림2-1 에 나타난 때이서도플 표현할수 있다.

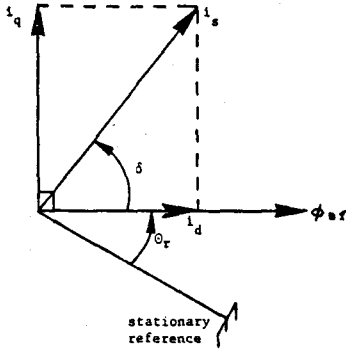


그림 2-1 벡터제어의 페이서도
Fig 2-1 Phasor diagram of vector controller

위의 식(2-5)의 회전자의 토오르크는 비선형이므로 식(2-4)와 (2-5)에서 i_d 를 0으로 놓으면 다음과 같이 변형된다.

$$\phi_d = \phi_{ar} \quad (2-11)$$

$$T_e = 3P \phi_{ar} \cdot i_q / 2 \quad (2-12)$$

영구자석에 의한 자속배고수는 일정하므로, 식(2-12)에서 토오르크는 q축 전류에 비례한다. 그러므로 식(2-12)는 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$T_e = K_t \cdot i_q \quad (2-13)$$

여기서 $K_t = 3P \cdot \phi_{ar} / 2 \quad (2-14)$

토오르크의 식(2-13)은 타여자 직류 전동기의 토오르크의 식과 유사하며, 이와같이 함으로써 PMSM을 등가의 타여자 직류 전동기로의 변환이 가능 하다.

벡터 제어시 i_d 을 0으로 하면 i_d 의 동특성 방정식(2-2)는 제어기 설계에 필요없게 되며 전압 방정식(2-1)은 다음과 같이 간단히 된다.

$$V_q = R \cdot i_q + pL_q i_q + W_r \phi_{ar} \quad (2-15)$$

위의 식(2-15)에서 알수있듯이 i_d 을 0으로 놓음으로써 전류의 굵의 비선형 항이 제거됐음을 알수있다.

위의 식(2-6)과 (2-13), (2-15)로 부터 PMSM의 블록선도를 구하면 그림 2-2 와 같다.

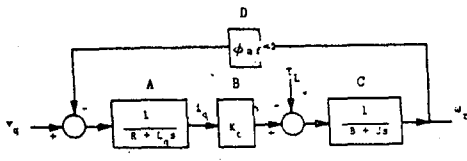


그림2-2 PMSM의 블록도
Fig 2-2 Block diagram of a PMSM

선형화한 영구자석형 동기전동기의 블록도에서 입력 전압에 대한 속도의 전달함수를 구하면 아래와 같이 된다.

$$G(S) = \frac{W_t(S)}{V_q(S)} = \frac{ABC}{1 + ABCD}$$

$$= \frac{K_t}{(R + L_q S)(B + JS) + K_t \cdot \phi_{ar}}$$

$$G(S) = \frac{K_t}{J \cdot L_q} \cdot \frac{1}{S^2 + \left(\frac{B}{J} + \frac{R}{L_q}\right) S + \frac{RB}{J \cdot L_q} + \frac{K_t \cdot \phi_{ar}}{J \cdot L_q}}$$

선형화한 영구자석형 동기전동기의 전달함수는 2차형으로 표시된다. 실제적인 속도제어 구동 시스템에서 정상상태 오차를 줄이고 원하는 동특성을 얻기 위해서는 속도와 전류는 페루우푸로 하여야 한다. 전류와 속도의 페루우프를 그림 2-3 에 나타내었다.

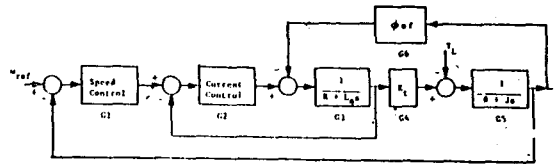


그림2-3 PMSM구동계의 블록도
Fig 2-3 Block diagram of a PMSM Driving System

2-3. 속도 제어기 설계

2-1, 2-2 절에서 식(2-7)과 (2-8), (2-9), (2-12)가 속도제어기 설계에 필요하다는 것을 알수있었다. 식(2-7)과 (2-8)은 고정자 전류 동특성을 나타내며 고정자의 전기적인 시정수가 기계의 기계적인 시정수보다 훨씬 작다면 실제의 전류가 전동기의 기계적인 시정수와 비교했을때 지령값이라고 생각할수있다. 그러므로 전동기의 동작을 기술하는 최종방정식은

$$T_e = T_L + B W_r + J p W_r \quad (2-16)$$

여기서 T_e 는 제어입력이며 T_L 은 부하 토오르크이므로 비제어 입력이다. 이같은 속도 서어보 시스템을 위해 설계된 제어기의 형태는 미분 궤환제어기이다[6,7].

이 미분 궤환 제어기의 제어시스템의 블록도는 그림 2-4 와 같다.

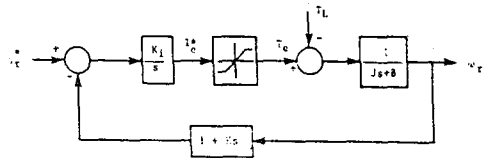


그림 2-4 미분궤환 제어기
Fig 2-4 Derivative feedback controller

속도와 속도의 미분치가 궤환하여 기준값과 비교, 여기서 발생한 오차는 적분기에서 전기적 토크오크의 기준값을 생성하기 위해서 동작한다. 미분기를 궤환회로에 놓음으로써 지정속도가 스텝(step)일 경우에 본체될수있는 기준치의 미분을 피할수있다. 게다가 실제적인 신호의 미분은 미분기의 출력에서 소음의 확장때문에 피하여야 한다.

궤환 루우프에서 미분형은 궤환 루우프를 그림 2-5와 같이 옮길 수 있다.

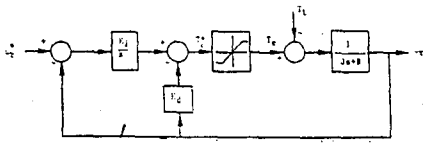


그림 2-5 의사 미분 궤환 제어기
Fig 2-5 Pseudo-derivative feedback controller

여기서

- K_i : 적분요소 이득값
- K : 미분요소 이득값
- K_d : 의사 미분 요소 이득값

그림 2-4 에서 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{W_r}{W_r^*} = \frac{K_i}{J_s^2 + (K \cdot K_i + B) + K_i} \quad (2-17)$$

그림 2-5 에서 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{W_r}{W_r^*} = \frac{K_i}{J_s^2 + (K_d + B) S + K_i} \quad (2-18)$$

식(2-17)과 (2-18)에서 전달함수는 $K_d = K \cdot K_i$ 로 놓음으로써 같다. 시스템의 특성방정식은 식(2-18)에서 분모를 0으로 놓음으로써 얻어진다. 즉,

$$\Delta = J_s^2 + (K_d + B) S + K_i = 0 \quad (2-19)$$

감쇠율과 공진주파수는 아래와 같다

$$Z = (K_d + B) / (2\sqrt{JK_i}) \quad (2-20)$$

$$W_n^2 = K_i / J \quad (2-21)$$

- Z : 감쇠율
- W_n : 공진주파수

그림 2-6 은 전류형 인버터의 동작범위불 나타낸다.

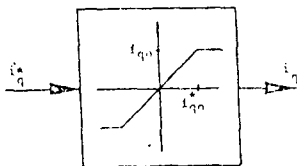


그림2-6 전류형 인버터의 동작범위
Fig 2-6 Operating regions of a current source inverter

본 제어기의 선형성은 그림2-7 의 제한된 범위에서만 얻을수있다. 지정된 전류값이 i_{q0} 보다 작거나 같으면 전류제어기는 선형모드로 동작한다. 지정값이 i_{q0} 보다 크게되면, 가능한 최대입력은 여전히 i_{q0} 이어서 인버터는 비선형 혹은 포화모드로 동작한다. 적절한 서어보 동작을 위해서는 일정 토크오크 동안에 인버터가 응답을 넘지않게 지정하는 것이 중요하다[8.9]. 이것은 인버터에 i_{q0} 이상이 흐르지 않도록 적분기를 제한함으로써 가능하다.

3. 제어 시스템의 구성

영구자석형 동기전동기의 구동시스템은 속도와 위치피드백과 속도와 전류제어와 인버터로 구성한다. 이 제어 시스템의 구성은 그림 3-1 과 같다.

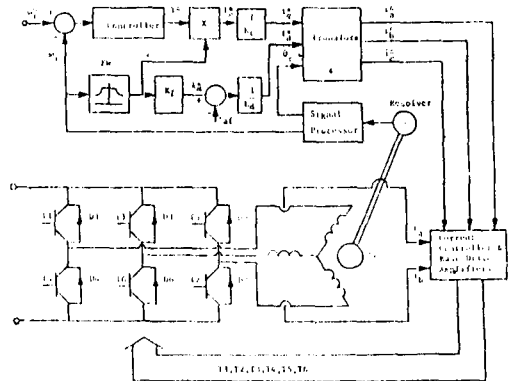


그림3-1 제어 시스템의 기능도
Fig 3-1 Functional Diagram of Control system

모든 기준 지정값은 a^* 로 표시한다. 기준과 실제속도의 차이는 속도제어기에 의해서 기준 토크오크값을 발생하기 위하여 동작한다. $i_d^* = 0$ 인 일정공극자속 모드의 동작에서는 기준 토크오크값(T_e^*)은 기준 항속전류(i_q^*)를 발생하기 위하여 일정 토크오크상수(K_t)에 의해서 나누어진다. 이것이 park변형을 통해서 a, b, c 극점자의 기준전류를 발생시킨다. 회전자 위치 피드백은 이와같은 전류를 발생시키기 위하여 필요하다. PWM전류제어기는 실제의 전동기 전류와 등가의 지정값을 갖도록 시도한다. 전류피드백은 PWM 전류제어기가 이것을 이루기 위하여 필요하다. 전류제어기는 T1에서 T6의 전력소자를 적당히 점호 시킴으로써 실행된다. 위치와 속도 피드백은 레졸바와 신호processor의 결합으로 부터 얻어진다. 구동시 토크오크-속도 외형도는 출력PW와 같다. PW의 출력이 일정하다면 $i_d^* = 0$ 이 되고 $\phi_m = \phi_{ar}$ 가 된다. 속도 제어기는 정격 속도에서 설계되나 최대속도까지의 동작을 요구한다.

4. 시뮬레이션 및 결과 검토

본 논문은 PMSM 상태 공간 모델과 속도 제어기와 전류 제어기를 포함한 전제 구동시스템을 컴퓨터 시뮬레이션 하였다. 속도 제어기는 의사미분 변환 제어기(Pseudo-derivative feedback controller)를 사용하였고 토오크의 소신호와 대신호에 대한 과도상태를 고려하였으며 전류제어기는 2KHz의 PWM전류제어기를 사용하였다. 그림2-4에서의 미분 변환 제어기는 의사 미분 변환 제어기의 미분과 적분상수를 얻기 위하여 사용하였다. 시뮬레이션 프로그램에서 선택한 제어상수들은 식 (4-1)과 같다

$$Kd=0.25, Ki=0.5 \quad (4-1)$$

본 논문의 시뮬레이션은 $t=0[s]$ 에서 속도지령 W_r^* 를 $0[rad/s]$ 로 지령하고 $t=0.1$ 일때 W_r^* 를 $160[rad/s]$ 로 지령한다.

그림4-1에서 W_r^* 이 속도지령 W_r^* 까지 도달하는데 걸리는 시간은 $116[ms]$ 이다.

그림4-1과 그림4-2는 PID의 속도제어기의 이득값을 똑같이 했을 경우의 속도응답 파형을 나타낸다.

이득값이 같을 경우 미분 변환 제어기를 사용했을 때 보다 의사미분 변환 제어기를 사용했을 때 속도의 응답파형이 개선됨을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문은 벡터제어를 이용한 영구자석형 동기전동기의 선형화모델에 의해서 선형화한 전담합수 및 블록도를 나타 내었다. 따라서 타어자 직류전동기의 전기자 전류 i_a 와 계자전류 i_r 와 같이 영구자석형 동기전동기도 상호 분리 제어함으로써 영구자석형 동기전동기가 본래 가지고 있는 장점 즉, 견고성과 내환경성을 잘 살려 산업계의 속응성이 필요한 곳에 사용 할 수 있다. 본 시스템에서는 일반적으로 많이 사용하는 PID의 개념을 이용, 고성능 영구자석형 동기전동기의 속도제어기 설계용 위해서 의사미분 변환제어기를 사용하였고, 그리고 의사미분 변환제어기의 시뮬레이션 결과와 속도 및 토오크 응답파형으로 나타내었다. 본 논문에서는 미분 변환 회로본실제적인 미분기를 사용하지 않은 의사미분 변환회로로 변환하였을때 동일한 전담합수룰 구할수 있었으며, 미분변환 회로로 부터 의사미분 변환회로의 적분과 미분상수를 구할수 있었다. 본 논문에서는 의사미분 변환제어기의 미분과 적분상수를 적절히 선택함으로써 시뮬레이션 검토결과 속응성이 좋으며 또한 오버슈트와 거의 없이 제어할수 있다는 것을 확인하였다. 앞으로 제어의 정밀성과 강인성 향상을 위해 적응제어 이론을 도입 적용함으로써 산업계에 직류전동기와 같이 속응성이 필요한 곳에 많이 적용될 전망이다.

6. 참고문헌

1. 은병도, 정재훈 "최신 전력전자공학" 김영 출판사
2. R.Krishnan and A.J.Beutler, "Performance and design of an axial field permanent magnet synchronous motor drive," IEEE IAS Annual Meeting, 1985, pp.635-640.
3. E.Richter, T.J.E.Miller and T.W.Neumann, "The ferrite permanent magnet AC motor-A technical and economic assessment," IEEE, IAS Annual Meeting, 1984, pp.1353-1358.
4. P. Bnjeti, J.F.Lindsay and M.H.Rashid, "Parameter estimation and dynamic performance of permanent magnet synchronous motors," IEEE, IAS Annual Meeting, 1985, pp.627-633.
5. P.Pillay and R.Krishnan, "Development of Digital Model for a vector controlled permanent magnet synchronous motor drive," IEEE, IAS Annual Meeting, 1988, pp.476-482.
6. R.M.Phelan, "Automatic Control Systems", Cornell University Press, 1977.
7. P. Pillay and R. Rrshnan, "Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent synchronous motor drive," IEEE 1987 PESC

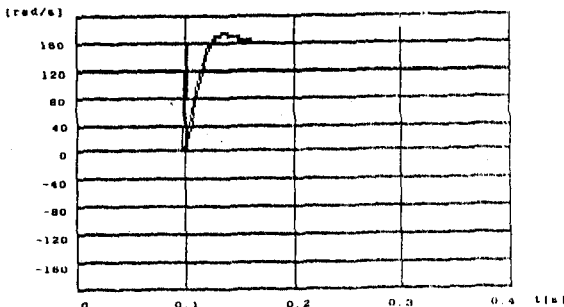


그림 4-1 제안한 제어시스템의 속도응답(무부하시)
FIG 4-1 Speed Response of the Proposed Control System

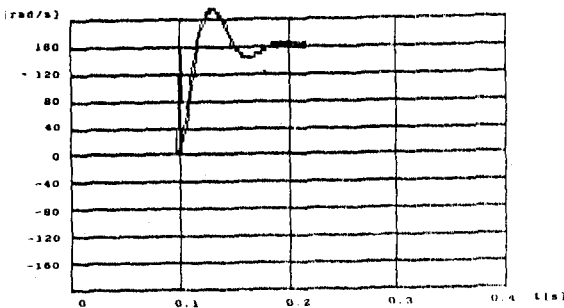


그림 4-2 미분 변환 제어시스템의 속도응답
FIG 4-2 Speed Response of the Derivative Feedback Speed Control System