

이중 적응제어 루프를 이용한 영구자석 동기 전동기의 강인성 제어 시스템

Robust Control System of PMSM using Dual Adaptive Control Loop

윤병도, 김윤호, 윤명균, 김철호*
 중앙대학교 전기공학과

Byung-Do Yoon, Yoon-Ho Kim, Myoung-Kyun Yoon, Cheol-Ho Kim*
 Dept. of Electrical Eng. Chung-Ang Univ.

ABSTRACT

The drive system of servo motor is requested to have robustness of disturbance and parameter variation. However, the dynamics of PMSM drive change significantly by forced disturbance and parameter variation. Moreover, the state error caused by them should be suppressed completely and rapidly.

In this paper, the vector-control system of PMSM using dual adaptive control loop is investigated. In the proposed system, linear adaptive control loop rapidly recovers the state error caused by both disturbance and parameter variation. In the dual adaptive control loop, the inner loop reduces the system sensitivity of parameter variation and disturbance, and the outer loop suppresses the state error caused by them completely. The proposed servo system is verified through a computer simulations and experimental results.

1. 서론

현대 산업의 발달로 우주 항공산업 및 각종 산업 기기는 고기능화 고성능화 되어 우수한 성능의 서어보 시스템을 필요로 하며, 교류 서어보 전동기는 직류 서어보 전동기에 비하여 토오크 대 관성비가 크고 높은 효율을 가지며 토오크 맥동이 작아 고성능의 서어보 시스템에 적합하다. 또한 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)는 회전계자형 동기 전동기와 같은 구조로 되어 있어 벡터제어이론을 적용하면 우수한 동특성을 갖는 서어보 시스템을 구현할 수 있다. [1]~[5]

그러나 서어보 시스템의 동특성은 파라미터와 외란의 변화로 인한 비선형성으로 그 제어가 어렵게 된다. 또한 파라미터의 변화와 외란에 의하여 발생하는 상태 오차는 빠르고 완전히 제거되어야 한다. [6]~[8]

본 논문에서는 벡터제어에 의하여 구동되는 표면자석형 영구자석 동기 전동기를 대상으로 외란의 변화에 대하여 효과적으로 대응할 수 있는 이중 적응제어 루프를 기초로한 선형 적응 제어 서어보 시스템을 제안 하였다. 제안된 서어보 시스템은 파라미터의 변화와 외란에 의하여 발생된 상태 오차를 신속히 제거하여 줌으로써 강인성 서어보 시스템을 구현할 수 있다. 제안된 시스템에 대한 검증은 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 보였으며 그 타당성을 입증하였다.

2. 영구자석 동기 전동기의 모델링

영구자석 동기 전동기는 계자가 직류 전원에 의하여 여자되는

권선 계자형 동기 전동기의 구조와 비슷하며 회전자 권선은 영구자석으로 되어있다.

영구자석 동기 전동기의 수학적 모델을 유도하기 위하여 다음과 같은 가정을 한다.

1. 철심의 자화 특성은 선형적이다.
2. 영구자석에 의한 공급의 기자력은 정현적으로 분포되어 고정자 각 권선에 유기되는 전압은 정현파이다.
3. 와전류와 히스테리시스 손실은 고려치 않는다.
4. 회전자는 제동권선이 없고 영구자석만으로 일정한 자속을 유지한다.

회전자의 전압 방정식은 영구자석을 사용하고 있기 때문에 고려되지 않으며, 고정자 각 상권선에서 보는 전압 방정식은 식(1)과 같다.

$$V_{abc} = r_s + p\lambda_{abc} \quad (1)$$

여기서

$$r_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s]$$

이며, r_s 는 고정자 상당 저항(Ω)이고, λ_{abc} 는 고정자 권선의 상당 채고 자속(Wb)이다. 또한 회전자의 자속방향이 고정자의 전류 벡터방향과 이루는 전기각을 θ 라 하고 하면 각상에 채고되는 자속 λ_{abc} 는 식(2)와 같다.

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_m \quad (2)$$

여기서 λ_m 는 식(3)과 같이 정현적으로 분포되어 있다.

$$\lambda_m = \lambda_m [\sin\theta \ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \ \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi)]^T \quad (3)$$

Park 변환식을 이용하여 dq변환된 영구자석 동기 전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{dqds} = r_s i_{dqds} + \omega_r \lambda_{dqs} + p\lambda_{dqds} \quad (4)$$

여기서

$$\lambda_{dqs} = [\lambda_{ds} \ -\lambda_{qs} \ 0]^T \quad (5)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (6)$$

식(5), (6)을 식(4)에 대입하고 영상분을 제외하면 dq성분에 의한 전압 방정식은 식(7), (8)로 나타낼 수 있고, 이때 영구자석 동기 전동기의 입력 전력은 식(9)로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= (r_s + pL_q)i_{qs} + \omega_r L_d i_{ds} + \omega_r \lambda_m & (7) \\
 V_{ds} &= (r_s + pL_d)i_{ds} - \omega_r L_q i_{qs} & (8) \\
 P_{in} &= [V_{abc}]^T [i_{abc}] \\
 &= 3/2 (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \\
 &= 3/2 (r_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + ([pL_{ds}]i_{ds} + [pL_{qs}]i_{qs}) \\
 &\quad + \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})) & (9)
 \end{aligned}$$

여기서 3/2는 2상 모델과 3상 모델간의 Power invariance를 만족 시키기 위한 계수이고, 첫째항은 동손이고, 둘째항은 축적된 에너지의 변화율을 가리키며, 마지막 항이 전동기의 출력이다. 그러므로 전동기 내부의 손실을 제외한 기계적 출력은 식(10)과 같다.

$$P_m = T_o \cdot \omega_m = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (10)$$

여기서

$$\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r$$

이며 ω_m 은 기계적 각속도이고 ω_r 은 전기적 각속도이며, P는 극수이다. 이때 발생 토크는 다음과 같다.

$$T_o = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (11)$$

식(5)와 (6)을 식(11)에 대입하면 식(12)와 같이 표현된다.

$$T_o = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}) \quad (12)$$

이때 전동기의 역학적인 운동 방정식은 식(13)과 같다.

$$T_o = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (13)$$

여기서, J는 관성 모멘트, B는 점성 마찰 계수, T_L 은 부하 토크이다.

그러므로, dq변환된 영구자석 동기 전동기의 모델을 상태방정식으로 표현하면 식(7), (8)과 (13)으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$p i_{qs} = (V_{qs} - r_s i_{qs} - \omega_r L_d i_{ds} - \omega_r \lambda_m) / L_q \quad (14)$$

$$p i_{ds} = (V_{ds} - r_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs}) / L_d \quad (15)$$

$$p \omega_m = (T_o - B\omega_m - T_L) / J \quad (16)$$

3. 벡터제어

벡터제어 이론은 3상 회전자계의 2상 모델링을 이론적 기초로 한다. 또한, 벡터제어 기법은 자속을 제어하는 d축 전류 i_d 와 토크를 제어하는 q축 전류 i_q 로 고정자 전류를 각각 나누어 제어함으로써 교류 전동기를 동기의 타여자 직류 전동기로 변환하여 자속분 전류와 토크분 전류를 각각 독립적으로 제어할 수 있도록하며 이는 인가 전류와 발생 토크사이의 선형적인 특성을 갖도록 제어하는 것이다.

본 논문에서 대상으로한 표면자석형 영구자석 동기 전동기는 자석이 회전자의 표면에 위치하고 있어 이는 영구자석의 투자율이 공극의 투자율과 같다고 할때 넓은 공극을 갖게 되며, d, q축 동기 리액턴스가 같다. 그러므로 표면자석형 영구자석 동기 전동기에는 얼라인먼트 토크만 존재하게 되고, 발생토크는 q축 전류에 비례하게 되며 d축 전류는 전기자 반작용에만 영향을 미친다. 또한 영구자석 동기 전동기는 정격속도 운전범위 내에 필요한 공극의 자속을 영구자석만으로 담당하게 설계되어 있다. 따라서 식(12)에서 $L_d = L_q$ 이므로 식(12)은 다음과 같이 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_{qs} = K_t \cdot i_{qs} \quad (17)$$

이와같은 관계식은 직류 전동기와 같은 것으로 전동기의 계자 자속은 영구자석이 담당하고 전기자전류는 영구자석과 $\pi/2$ [rad] 관계에 있는 q축 전류가 담당하게 되며 이는 타여자 직류 전동기와 유사한 특성을 갖도록 제어 할 수 있다.

식(7)과 (8)에 의하여 영구자석 동기 전동기의 정상상태 벡터도를 그려보면 그림 2와 같다. 벡터도에서 E_m 은 역기전력이고 0는 토포크 각을 나타낸다.

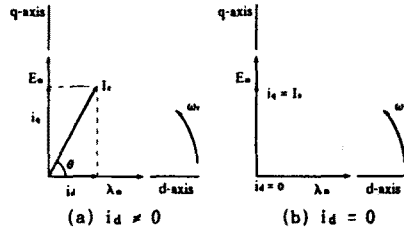


그림 1. 영구자석 동기 전동기의 정상상태 벡터도
Fig. 1. Steady state vector diagram of PMSM.

그림 1에서와 같이 d축 전류 i_d 를 0으로 하면 고정자에 인가되는 전류 I_s 는 모두 토포크분 전류 i_q 가 되어 전류당 발생 토크가 최대로 된다.

4. 강인성 제어 시스템

영구 자석 동기 전동기의 강인성 제어 시스템의 구현을 위하여 제안된 제어기의 구성은 기존의 PI제어기에 의한 속도제어 루프에 두개의 적응제어 루프가 추가되어 있다. 두개의 루프중 내부 루프는 시스템 감도를 줄이고 외부 루프는 상태오차를 없앤다. 즉 두개의 적응 제어루프는 각각 특성이 다른 두개의 제어기로 설계되었으며 이를 결합한 형태는 그림 2와 같다.

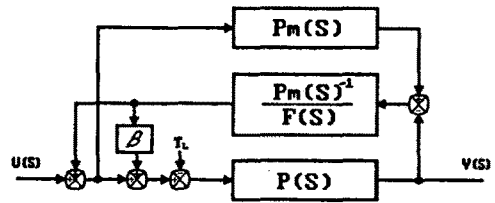


그림 2. 이중 적응제어 루프의 블록선도
Fig. 2. Block diagram of dual adaptive control loop.

그림 2에 도시한 제어 시스템의 전달 함수는 다음과 같다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{\frac{F(s) - 1}{F(s) + \beta} \cdot \delta(s) \left[1 - \frac{1}{F(s)} \right] + 1} P_m(s) \quad (18)$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = - \frac{1 - \frac{1}{F(s)}}{\frac{F(s) - 1}{F(s) + \beta} \delta(s) \left[1 - \frac{1}{F(s)} \right] + 1} \cdot \frac{F(s)}{F(s) + \beta} P_m(s) \quad (19)$$

$$F(s) = \tau s + 1 \quad (20)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} F(s) = 1 \quad (21)$$

이중 적응 제어 루프를 이용한 영구자석 동기 전동기의 강인성 제어시스템은 그림 3에 도시한 바와 같이 속도제어 루프에 기존의 PI제어기가 이용되었으며 적응제어 루프를 위한 영구자

석 동기 전동기의 모델 시스템은 1차 시스템으로 근사 시킬 수 있다. 이때 첫 첨자*는 공칭값을 나타낸다.

$$P_m(s) = \frac{K_m^*}{T_m^* s + 1} \quad (22)$$

제한된 시스템에서 파라미터의 변화와 외란에 의한 상태오차의 회복 속도는 속도제어기에 의하여 좌우되므로 제한된 제어기를 기존의 속도제어 시스템에 연결하면 그림 3과 같이 된다.

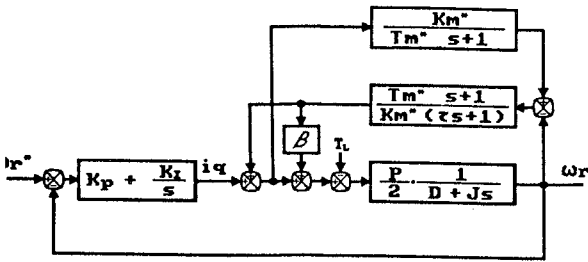


그림 3. 영구자석 동기 전동기의 강인성 제어 시스템
Fig. 3. Robust Control System of PMSM.

제한된 제어기는 영구자석 동기 전동기의 운전시 부하에 의하여 인가되는 외란과 파라미터의 변화를 추종하여 내부 루프는 시스템의 감도를 줄이고 외부 루프는 상태오차를 없앤다. 그리하여 전동기 시스템이 모델 시스템을 추종하며 제어되므로 강인한 제어가 가능하여 진다.

제한된 강인성 제어 시스템은 시스템의 안정도에 영향을 주지 않는 한 감도이득 β를 크게하여 출력의 변동을 감소시킬 수 있고, 저역 필터 극(pole)의 위치를 적절하게 조절하여 출력에 존재하는 오차를 제거할 수 있다.

영구자석 동기 전동기의 구동 시스템은 그림 4와 같이 구성하였으며 각각의 제어블럭은 별도의 하드웨어로 구성되었으며 속도 제어기와 이중 적응제어 루프는 소프트웨어에 의하여 처리되었다.

5. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 사용된 영구 자석 동기 전동기의 제정수와 정격은 표1과 같다.

표 1. 영구자석 동기전동기의 제정수
Table 1. Parameter of PMSM.

| | |
|------------|---------------------------------|
| 정격 출력 | 200 [W] |
| 정격 토크 | 0.7105 [N-m] |
| 정격 속도 | 261.75 [rad/sec] |
| 정격 전압 | 120 [V] |
| 정격 전류 | 3.1 [A] |
| 상당저항 | 3.61 [Ω] |
| 상당인덕턴스 | 15 [mH] |
| 역기전력상수 | 0.200573 [V/rad/sec] |
| 회전자 관성 모멘트 | 0.0004214 [N-m-s ²] |
| 점성 마찰 계수 | 0.001394 [N-m/rad/sec] |
| 극 수 | 2 극 |

시뮬레이션 조건은 무부하 기동후 0.8sec 에서 1.4sec까지 정격 부하를 인가했고 속도 기준치를 정격 속도의 50%인 1250rpm으로 하였다.

그림 5는 전동기에 흐르는 상전류 및 q축, d축 전류의 파형을 나타낸 것이다.

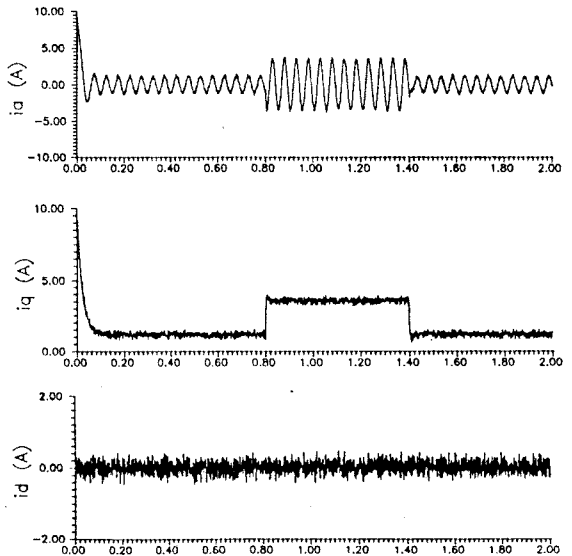


그림 5. 상전류와 q,d축 전류 파형
Fig. 5. Waveform of phase current and q,d axis current.

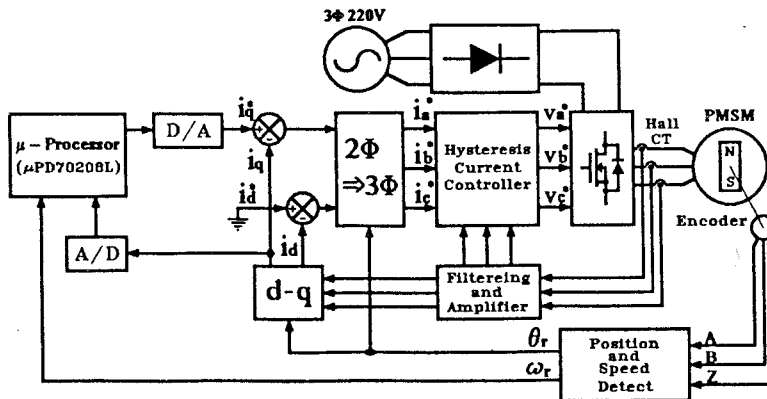
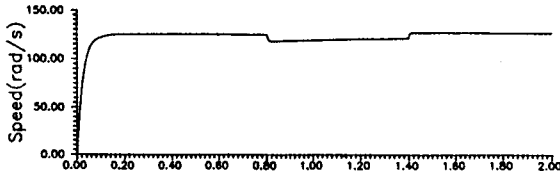
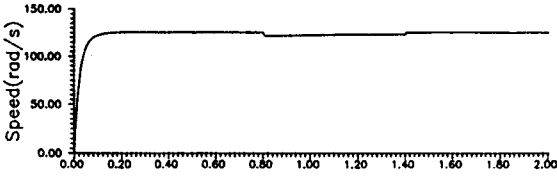


그림 4. 영구자석 동기 전동기의 시스템 구성도
Fig. 4. Block diagram of PMSM system configuration.

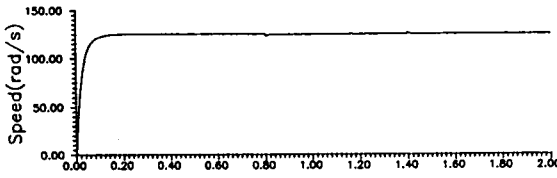
그림 6은 같은 시뮬레이션 조건하에서 기존의 PI제어기 만으로 제어를 했을때 전동기의 속도응답과 외부 루프 하나만으로 제어를 했을때 속도응답, 그리고 이중 적응제어 루프를 가진 제어기에 의한 제어를 했을때 속도응답을 나타내었다.



(a) Only PI control.



(b) Single adaptive control loop.



(c) Dual adaptive control loop.

그림 6. 속도 응답

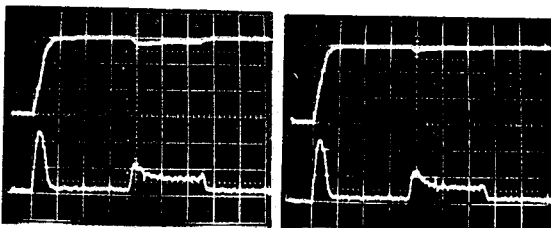
Fig. 6. Speed response.

시뮬레이션 결과 종래의 PI제어기 만으로 제어를 하였을 경우 부하가 전동기에 인가되었을때 시스템의 이득이 바뀌어 주어야 하는데 이를 보상하지 못하여 속도가 기준속도에 도달하지 못하고 있다. 또한 단일 루프만을 가졌을 경우 상태오차가 완전히 보상되지 못하고 존재한다. 특히 속도제어 시스템의 이득이 작을경우 기존의 PI제어기와 단일 루프 보상시 상태오차가 커지게 되며 응답이 늦게 된다. 그러나 이중 루프를 모두 가진 제어기에서는 이를 충분히 보상하여 줌을 알 수 있다.

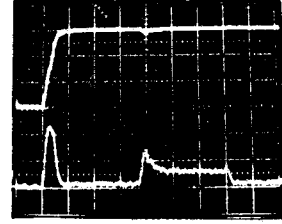
6. 실험 결과 및 검토

실험 파형은 시뮬레이션과 같은 조건하에서 실험한 것을 촬영한 것이다.

시뮬레이션 결과와 실험 결과는 잘 일치하고 있으며 벡터제어에 의하여 구동되는 표면자석형 영구자석 동기 전동기의 동특성이 우수하다는 것을 잘 알 수 있었다. 또한 이중 적응제어 루프를 기초로한 선형 적응 제어 서어보 시스템은 파라미터의 변화와 외란에 의하여 발생된 오차를 잘 보상하고 있음을 알 수 있다.



(a) Only PI control. (b) Single adaptive control loop.



(c) Dual adaptive control loop.

그림 7. 속도 및 토크

Fig. 7. Speed and torque

7. 결론

영구자석 동기 전동기의 강인성 제어 시스템을 위하여 이중 적응제어 루프를 갖는 선형 적응 제어기를 이용한 제어 시스템을 제안 하였다.

제한된 제어기의 구현을 위하여 동특성이 우수한 시스템이 요구되었으며 이는 3상 2극 표면자석형 영구자석 동기 전동기에 벡터제어 이론을 적용하여 선형성이 좋은 우수한 서어보 시스템을 구현하였다. 또한 파라미터의 변화와 외란에 의하여 발생된 상태 오차에 대하여 이중 적응제어 루프를 기초로한 선형 적응 제어 서어보 시스템은 효과적으로 보상할 수 있었으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

이상의 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 표면자석형 영구자석 동기 전동기에 벡터제어 이론을 적용하여 인가 되는 상전류를 모두 토크분 전류 i_q 가 되게함으로 동특성이 우수한 서어보 시스템을 얻을 수 있었다.
2. 기존의 PI제어기와 더불어 이중 적응제어 루프를 이용한 선형 적응제어기를 이용하면 시스템에 생긴 오차를 효과적으로 보상할 수 있었다.

참고문헌

1. 윤 병 도, "마이크로 프로세서에 의한 영구자석 동기 전동기의 구동", 대한 전기학회 논문지, Vol. 35, DEC/1986.
2. Tian-Hua Liu, Chang-Huan Liu, "Microprocessor-based Motion Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor" IECON'86.
3. 윤병도, 김윤호, 김명룡, 윤명균, "전압원 인버터에 사용한 영구자석 동기 전동기의 벡터제어 시스템", 전력전자연구회 학술발표논문집, 1991.
4. 윤병도, 김윤호, 윤명균, 김원오, "부하 토크 관측기를 이용한 영구자석 동기 전동기의 강인성 속도 제어", 대한 전기학회 하계학술대회 논문지, 1991.
5. Pragasen Pillay and Ramu Krishnan, "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part I: Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on IAS., Vol 25, No. 2, Mar./Apr, 1989.
6. 大石謙, 大西公平, 宮地邦夫, "状態観測器を用いた他勵直流機の一制御法", 電氣學會論文誌B, 104권 6호, 昭和58年.
7. Kiyoshi OHISHI, Masato NAKAO, Kouhei OHNISHI, Kunio MIYACHI, "Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System", IEEE Trans. on IES., Vol. IE-34, No. 1, Feb. 1987.
8. P. Freere, P. Pillay, "System Design of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Conf. Rec. of the 1990 IEEE IAS. Ann. Mt. Part I.