

강인한 적응 제어기를 이용한 영구자석 동기 전동기의 속도 제어

권 정진^{*}, 한 우용^{**}, 이 창구^{***}, 김 성중^{***}
 전북대 제어계측^{*}, 전주공업대 전기과^{**}, 전북대 전자·정보 공학부^{***}

Speed Control of PMSM Using a Robust Adaptive Controller

Kwon Chung-Jin^{*}, Han Woo-Yong^{**}, Lee Chang-Goo^{*}, Kim Sung-Joong^{*}
 Chonbuk Univ.^{*}, Chonju technical Collage.^{**}

Abstract - This paper presents a adaptive speed controller for field oriented controlled (FOC) permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives. However, achieving FOC requires machine specific knowledge, and tracking of drifting motor parameters in order to maintain control. The proposed controller based on Minimum Controller Syntheses (MCS) algorithm does not require exact knowledge of motor parameters. This controller structure simplifies the design and implementation of the adaptive controller requiring less effort to synthesis than a standard MRAC system. Simulation results using Matlab/Simulink show that the proposed controller has good dynamic performances and it is insensitive to parameter variations.

1. 서 론

영구자석 동기 전동기는 다른 서보 전동기와 비교할 때 많은 장점을 가지고 있다. 유도 전동기의 고정자 전류는 토크성분 전류와 자속성분의 전류를 포함한다. 영구자석 동기 전동기는 회전자로 영구자석을 사용하기 때문에 일정한 공극자속을 위해서 고정자에 자속성분의 전류를 공급할 필요가 없게 된다. 고정자 전류는 토크성분만을 포함하게되어 동일 출력을 위해 유도 전동기보다 높은 역률을 유지하여 효율성이 높다. 동기 전동기는 여자를 위해 브러쉬와 슬립링을 필요로 한다. 영구자석 동기 전동기는 브러쉬와 슬립링이 필요 없어 회전자 손실과 정기적인 브러쉬 보수의 필요가 없다[1],[2].

영구자석 동기 전동기의 속도 제어를 위해서 모델 기준 적응 제어기법이 많이 연구되어 왔다[3],[4]. 이 방법은 시스템의 관성이나 부하의 변동에도 강인한 성능을 유지하는 장점이 있다. 하지만 과도 응답상태에서 제어기의 이득값이 성능에 많은 영향을 미치는 단점이 있다. 따라서, 제어기의 이득값이 적절히 조절되지 않았을 경우 시스템이 불안정해질 수 있다. 모델 기준 적응 제어기는 또한 시스템의 파라미터 추정등으로 인해 연산량이 증가하는 단점을 가지고 있다[5]. 이러한 단점을 극복하기 위해서 직접 모델 기준 적응 제어 기법이 많이 연구되고 있다.

Sozer는 Command Generator Tracker (CGT) 를 이용한 직접 모델 기준 적응 제어기를 제안하였다[6]. Sozer는 플랜트의 상태 벡터를 대신해서 기준 모델의 상태 벡터를 사용하여 영구자석 동기 전동기의 속도 제어에 적용하였다. 하지만, 기준 모델의 설계와 안정성을 위해서 플랜트 모델의 정보가 필요한 것이 단점이다.

D.P.Stoten은 직접 모델 기준 적응 제어의 한 방법으로 Minimum Controller Synthesis (MCS) 알고리즘을 제안하였다[7]. MCS 알고리즘은 적응 모델추종 제어 (AMFC) 알고리즘을 확장한 구조를 가진다. AMFC 알고리즘이 완전 모델추종 조건 때문에 심한 제한 요소를 갖는 반면에 MCS 알고리즘은 구조가 단순하여 설계가 간단하면서도 이 제한 요소를 크게 완화시켰다. 또한

MCS 알고리즘은 플랜트 모델과 제어기 이득값에 대한 사전정보를 필요로 하지 않는다.

S.R.Bowes는 MCS 알고리즘을 유도 전동기 구동에 적용하여 빠른 응답과 작은 오버슈트 성능을 보여 MCS 알고리즘의 우수성을 보였다[8]. 하지만, 기준모델의 설계시 필요한 부하토크로 인하여 부하 관측기가 필요한 단점이 있다. 부하 관측기를 사용하지 않을 경우 정상상태 오차가 존재하게 된다.

본 논문에서 제안된 MCS 알고리즘은 기존 MCS 알고리즘보다 구조가 간단하면서도 단점을 보완하였다. 제안된 알고리즘을 이용하여 영구자석 동기 전동기의 속도 제어에 적용하였다.

2. 본 론

2.1 직접 모델기준 적응 제어 알고리즘의 설계기법

일반적인 기준 모델 적응 제어 시스템은 식 (1)-(5)로 나타낼 수 있다. AMFC와 CGT의 시스템 설계시 제한 조건은 식 (8)-(11)과 같다. 식 (12)-(13)에 AMFC, CGT와 MCS의 차이점을 보였다. 본 논문에서 제시한 알고리즘은 식 (14)에 나타내었다.

기준 모델 적응 제어 시스템에서 기준 모델의 선정시 제어목적은 기준 모델 입력 $r(t)$ 와 상태 벡터 $x_m(t)$ 로 제공된다.

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \quad (1)$$

플랜트 모델은 다음과 같다.

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u(t), \quad y_p = C_p x_p \quad (2)$$

여기에서, u : 제어 입력

상태 오차와 출력 오차 방정식은 다음과 같다.

$$x_e = x_m - x_p, \quad y_e \equiv C_e x_e \quad (3)$$

일반적인 P+I 형태의 적응 규칙을 이용한 2개의 적응 제어기인 앞섬 제어기와 궤환 제어기는 식 (4)와 식 (5)로 정의된다.

$$K_r(t) = \int_{t_0}^t \alpha y_e(t) r(t) dt + \beta y_e(t) r(t) \quad (4)$$

$$K_f(t) = \int_{t_0}^t \alpha y_e(t) x^T(t) dt + \beta y_e(t) x^T(t) \quad (5)$$

여기에서, α, β : 적응률 벡터

$$\alpha > 0, \beta \geq 0$$

제어입력은 식 (6)과 같다.

$$u(t) = K(t)w(t) \quad (6)$$

여기에서, $w(t) = [x^T(t) \quad r^T(t)]^T$

식 (6)에 의하여 적응 제어기 $K(t)$ 는 다음과 같다.

$$K(t) = [-K_{fc} + K_r(t), K_{rc} + K_f(t)] \quad (7)$$

여기에서, K_{fc}, K_{rc} : 각각의 고정이득 선형 제어기

식 (4)-(7)에 의해 플랜트의 상태 변수가 기준 모델의 상태 변수를 완전히 추종하고 상태 오차와 출력 오차는

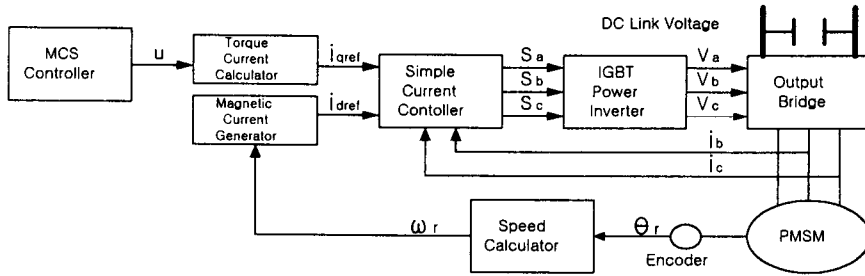


그림 1. 전체 시스템 블록 다이어그램

점근적으로 0이 된다.

AMFC 제어를 설계하기 위해서는 식 (1)의 기준 모델이 다음과 같은 완전 모델추종 조건을 만족해야 한다.

$$(I - BB^+)(A_m - A) = 0, \quad (i - BB^+)B_m = 0$$

$$\text{여기에서, } B^+ = (B^T B_m^{-1})B^T \quad (8)$$

또한 출력 오차 가중치 행렬 C_e 는 다음과 같다.

$$C_e = B^T P \quad (9)$$

여기에서, P 는 symmetric positive-definite 행렬이며 식 (10)의 리아프노프 방정식의 해가 된다.

$$PA_m + A_m^T P = -Q \quad (10)$$

또한, 고정 이득 제어기 K_{ic} 와 K_{rc} 는 다음과 같다.

$$K_{ic} = B^+(A - A_m) \quad K_{rc} = B^+ B_m \quad (11)$$

MCS 제어기는 AMFC 제어기의 제한조건인 식 (8)에 관계없이 주어진 성능 지수에 따라서 상태 변수형으로 표현된다. 또한 K_{ic} 와 K_{rc} 를 0으로 정하여 고정 이득 제어를 제거하였다.

$$K_{ic} = 0, \quad K_{rc} = 0 \quad (12)$$

CGT 제어기는 궤환 행렬 K_e 가 반드시 존재해야 하며 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$G(s) = C(sI - A + BK_e C)^{-1} B \quad (13)$$

여기에서, 전달함수 $G(s)$ 는 strictly positive real이어야 한다.

$$K_e(t) = \int_{t_0}^t \alpha y_e(t) y_e^T(t) dt + \beta y_e(t) y_e^T(t)$$

따라서, CGT는 AMFC, MCS와는 다른 제어기 이득과 입력 벡터를 갖는다.

$$K(t) = [K_e(t) \quad K_f(t) \quad K_r(t)]$$

$$w(t) = [Y_e^T(t) \quad x_m^T(t) \quad r^T(t)]^T$$

위에서 언급된 세가지 제어를 비교한 결과를 정리하면 다음과 같다. 첫째, AMFC와 CGT는 제어기 설계를 위해서 플랜트 모델과 파라미터를 필요로 한다. 둘째, AMFC 제어기와 CGT 제어기는 완전 모델 추종 조건과 strictly positive real 조건에 의해서 제한된다. 셋째, 식 (9)와 식 (10)을 통해서 MCS 제어기의 구조가 더 간단하며 설계가 용이함을 알 수 있다.

2.2 제안된 적응 제어기의 설계

본 논문에서 제시된 제어기는 MCS 설계를 간소화하고 실제 영구자석 동기 전동기의 구동에 적용할 때 강인성을 부여하기 위해서 2개의 상태변수인 속도와 가속도를 갖는다. 이 제어기는 기존의 MCS 제어기와 비교할 때 다음 2가지의 차이점을 갖는다. 첫째는 출력오차 방정식에서 가속도의 오차는 사용하지 않는다. 즉,

$$y_e = x_{1m} - x_{1p} \quad (14)$$

둘째는 모델과 플랜트의 가속도를 필요로 하지 않는다는

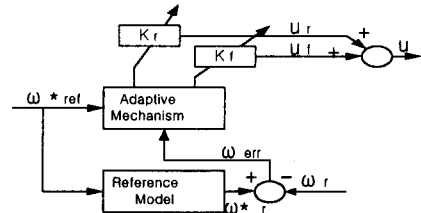


그림 2. MCS 제어기의 구조

것이다. 따라서, 한 개의 궤환 루프와 적응 이득값만이 사용되며 다음과 같은 이점을 얻게 된다. 식 (5)는 이차 시스템에 대한 스칼라 방정식이 되며, 식 (10)의 리아프노프 방정식의 해의 존재가 필수 조건이 되지 않는다. 또한, 출력 오차 가중치 행렬 C_e 의 선택 문제도 해결된다.

전동기 구동 시스템의 기준 모델은 다음과 같이 선정하였다. 먼저 상태변수가 속도와 가속도인 2차 시스템이며, 시스템의 동적 특성방정식에 페루프 PI 제어기를 추가한 형태이다[8]. 이를 상태 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \quad (15)$$

$$\text{여기서, } x_m = \begin{bmatrix} \omega_r^* \\ a_m^* \end{bmatrix}, \quad r = \omega_{ref}^*$$

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_i K_m}{J_m} & -(\frac{F_m}{J_m} + \frac{K_f K_m}{J_m}) \end{bmatrix},$$

$$B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{J_m} + K_i \end{bmatrix}$$

K_p, K_i, K_m, J_m, F_m 은 각각 PI 제어기의 이득, 토크 상수, 관성 모멘트, 점성 계수이다.

MCS 제어기의 적응 이득값 K_r 과 K_f 의 이산 표현식은 다음과 같다.

$$K_r(k) = K_r(k-1) + \beta y_e(k) r(k) - \lambda y_e(k-1) r(k-1) \quad (16)$$

$$K_f(k) = K_f(k-1) + \beta y_e(k) x^T(k) - \lambda y_e(k-1) x^T(k-1)$$

$$\text{여기서, } \lambda = \beta - \alpha T_s, \quad \alpha = (\alpha_1 \ 0), \quad (\alpha_1 > 0)$$

$$\beta = (\beta_1 \ 0), \quad \beta_1 > 0$$

$$T_s = 0.0025 \text{ sec}$$

T_s 는 샘플링 주기이며, 작을수록 좋으나 하드웨어의 허용범위를 고려하여 선정하여야 한다. 시스템의 출력오차는 식 (14)에서처럼 속도 오차만으로 된 스칼라 성분이다. 따라서, 식 (9)에서 출력 오차 행렬을 결정해야 하는 번거로움을 피할 수 있다. 전체 구동 시스템의 블록 다이어그램은 그림 1에 나타내었으며, 제안된 MCS 제어기의 구조는 그림 2에 나타내었다.

3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 Matlab/Simulink를 이용하여 수행하였으며, 사용된 전동기 파라미터는 표 1에 나타내었다. 그림 3은 식 (15)를 이용한 기준 속도명령을 보여준다. 지령 속도는 300 [rad/s]이며 PI 제어기의 이득 K_i , K_p 는 각각 0.02와 0.2를 사용했다. 그림 4는 속도응답을 보여준다. 그림에서처럼 모델의 기준 속도명령을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 이때의 제어기 이득 K_f 과 K_r 는 그림 5-6에 나타나 있으며, 초기값은 각각 -0.1과 0.1이다. 그림에서 보여진 것처럼 K_f 과 K_r 는 점근적으로 수렴함을 알 수 있다. 제어기의 안정도와 응답속도는 적용률 이득값 α , β 와 밀접한 관계가 있다(see 식 16). 일반적으로 이 값이 크면 과도 상태에서 기준 속도명령이 크게 변할 경우 K_f 과 K_r 가 커지게 되어 제어기의 응답속도는 빨라지지만 출력이 발산할 우려가 있다. 여기서는 α , β 의 값을 각각 0.000075와 0.0000075를 사용했다. 그림 7은 부하토크의 갑작스런 인가시(3 N/m) 속도응답이다. 빠른 시간안에 명령속도를 회복함을 그림을 통해서 알 수 있다. 그림 8은 전동기의 파라미터를 변화($J=0.000040\text{kgm}^2$, $R=6\Omega$)했을 때의 속도응답이다. MCS 제어기가 파라미터 변화에 강인함을 그림을 통해 확인할 수 있다.

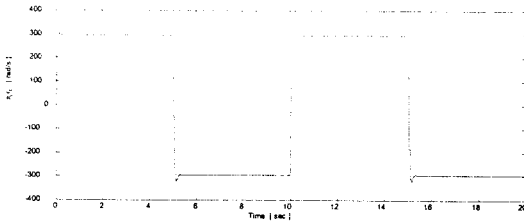


그림 3. 모델의 기준 속도명령

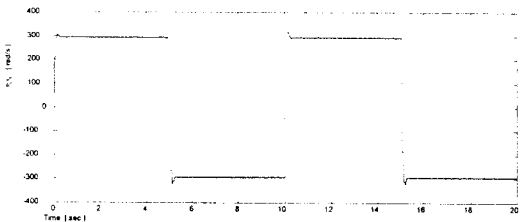


그림 4. 속도응답

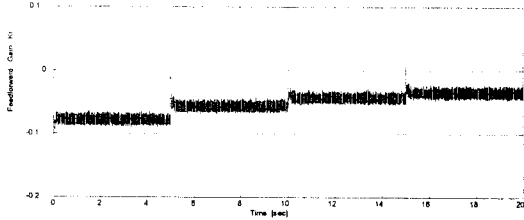


그림 5. Feedforward gain K_f

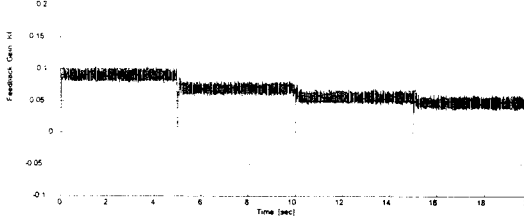


그림 6. Feedback gain K_r

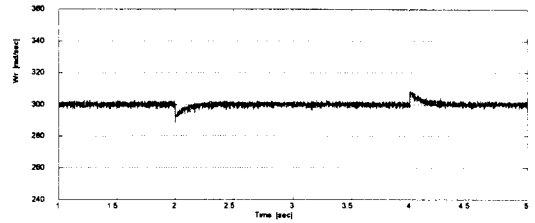


그림 7. 부하토크 인가시 속도응답

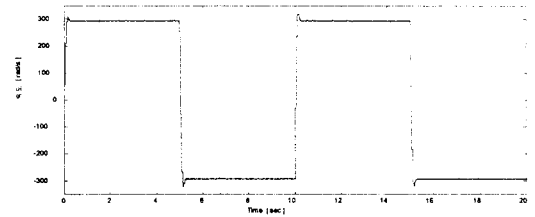


그림 8. 전동기 파라미터 변동시의 속도응답

표 1. 전동기 파라미터

관성모멘트 (J)	0.35 e-4	kgm ²
고정자 인덕턴스 (L)	10.9	mH
고정자 저항 (R)	4	Ω
극수 (P)	4	Nm/A
토크정수 (K_T)	0.53	Nm/A

4. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 고성능 구동에 강인한 적응 제어를 적용하였다. 제시된 제어기는 플랜트 모델에 대한 사전 정보를 필요로 하지 않으며 기준 모델의 선정시 완전 추종 조건에 의한 제한을 받지 않는다. 또한 기존의 MCS 제어기의 오차 출력 행렬 C_e 를 간소화하여 제어기의 설계가 간단하다. 시뮬레이션을 통해서 제시된 제어기의 성능이 우수함을 보였으며 전동기의 파라미터 변동에도 강인함을 보였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, Inc., 1987
- [2] D. C. Hanselman, "Brushless Permanent Magnet Motor Design", McGraw-Hill, Inc., 1994
- [3] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real-Time Adaptive Control of the Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.27, No.4, pp.706-714, 1991
- [4] L. Y. Chen, "Model reference adaptive control implementation consideration on an integer based DSP", IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 1612-1618, 1995
- [5] Pragasen Pillay, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.25, No 2, 1989
- [6] Y. Sozer, H. Kaufman, and D. A. Torrey, "Direct model reference adaptive control of permanent magnet brushless dc motors", IEEE Int. conf. on Control Appl., Vol.1, pp.633-638, 1997
- [7] D. P. Stoten and H. Benchoubane, "Robustness of a minimal controller synthesis algorithm", Int. J. Contr., Vol.51, no.4, pp.823-861, 1990
- [8] S. R. Bowes, J. Li, and D. P. Stoten, "Novel robust adaptive control for high performance field oriented control drives", in Conf.Rec.IEEE-IAS Annu.Meeting, Sand Dieh, CA, Oct. 6-10, pp.418-425, 1996