

직접 모델 기준 적응 제어를 이용한 브러시리스 직류 전동기의 속도 제어

권 정진<sup>1</sup>, 한 우용<sup>2</sup>, 신 동용<sup>3</sup>, 이 창구<sup>4</sup>,  
 전북대 전자·정보 공학부<sup>1</sup>, 전주 공업대 전기과<sup>2</sup>, 제주 한라대 방사선과<sup>3</sup>

Speed Control of Brushless DC Motor Using Direct Model Reference Adaptive Controller

Kwon Chudng-Jin<sup>1</sup>, Han Woo-Yong<sup>2</sup>, Sin Dong-Yong<sup>3</sup>, Lee Chang-Goo<sup>4</sup>,  
 Chonbuk univ.<sup>1</sup>, ChonJu technical Collage.<sup>2</sup>, Halla univ.<sup>3</sup>

**Abstract** - A direct model reference adaptive control (DMRAC) is applied to the speed control of brushless dc(BLDC) motor. The main objective is to achieve precise speed control in the face of varying motor parameters and load. The control is described as an outer loop speed control and an inner current loop control which has faster dynamics than the speed loop. The adaptive control is applied to the outer speed control loop. DMRAC is compared to an indirect adaptive controller(IMRAC) and a PI controller. Simulation results show that the two adaptive controllers give similar response and are superior to the PI controller. However, the DMRAC algorithm is simpler to implement.

1. 서 론

BLDC 전동기는 고효율, 고정밀의 특성과 DC 전동기에서 브러시를 제거함으로써 생긴 낮은 유지비 등으로 산업현장에서 널리 사용되고 있다. 그러나 저속 운전시 전동기 파라미터의 변화나 부하의 변동으로 발생하는 코깅 토크 성분 때문에 속도 리플 현상이 발생하는 문제점이 있다.

본 논문에서는 파라미터와 부하의 변동에 강인한 속도 특성을 얻기 위해 DMRAC를 BLDC 전동기에 적용하였다. 기존에 IMRAC를 BLDC 전동기에 적용한 연구는 많았으나[3,4], IMRAC는 파라미터 추정이 필수적이어서 연산량이 많은 단점이 있다. DMRAC는 파라미터 추정과 제어가 동시에 이루어져 연산량이 감소하다.

BLDC 전동기는 전기적 동특성이 기계적인 동특성보다 빠르기 때문에 다중 제어 루프를 사용하여 제어할 수 있다[3]. 본 논문에서는 전동기 파라미터와 부하의 변동에 대하여 외부 속도 제어 루프에 DMRAC를 적용하고 내부 전류 제어 루프에 히스테리시스 전류 제어를 사용하여 전류의 파형이 DMRAC의 출력을 추종하도록 하였다. 그림 1에 BLDC 전동기 제어 시스템의 블록 다이어그램을 나타내었다.

2. DMRAC 알고리즘

2.1 브러시리스 직류 전동기의 모델링

브러시리스 직류 전동기의 고정자는 3상 Y결선으로 되어있고 회전자는 영구자석으로 되어있다. 고정자의 역기전력 파형은 사다리꼴형태이며 고정자 권선의 분포가 대칭적일 때 전기적인 회로 방정식은 다음과 같다[1].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$i_a + i_b + i_c = 0$ 이고,  $Mi_b + Mi_c = -Mi_a$ 이므로 회로 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{di_x}{dt} = \left( \frac{1}{L-M} \right) [V_x - Ri_x - e_x], \quad x = a, b, c \quad (2)$$

기계적인 상태 방정식은 다음과 같다.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_l - B\omega \quad (3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (4)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (5)$$

여기서, J : 회전자 관성,  $T_e$  : 발생토크,  $T_l$  : 부하토크,  $\omega$  : 회전자 각속도,  $e_a, e_b, e_c$  : 상당 역기전력

그림 2에서처럼 이상적인 전류 파형은 크기가  $I_s$ 인 구형파이며 위상은  $120^\circ$  이다. 전류와 역기전력간에 위상차가 없다고 가정하면 발생토크는 다음과 같다.

$$T_e = 2E_s I_s / \omega \quad (6)$$

역기전력의 크기는 회전자의 각속도에 비례하므로

$$E_s = K_v \omega \quad (7)$$

(6),(7)에서, 발생토크는  $T_e = 2K_v I_s$

이 된다. (8)식을 (3)에 대입하면 기계적 상태 방정식은 다음과 같다.

$$J \frac{d\omega}{dt} = 2K_v I_s - T_l - B\omega \quad (9)$$

적용 제어기는 (9)식을 이용하여 설계된다. 따라서, 삼전류는 구형파가 되어야 한다. 이를 위해서 히스테리시스 전류 제어가 필요하다. 히스테리시스 전류 제어기는 전기적 상태 방정식인 (2)식을 이용하여 전동기 전류  $i_{abc}$ 가 기준 전류  $i_{abc}^*$ 를 추종하도록 한다. 기준 전류의 크기는 적용 제어기의 출력인  $I_s$ 이다. 전압  $V_{abc}$ 는 크기가  $+V_{DC}$  또는  $-V_{DC}$ 인 펄스인데 실제 전류가 기준 전류보다 작을 때  $+V_{DC}$ 이며 그 반대의 경우는  $-V_{DC}$ 이다.

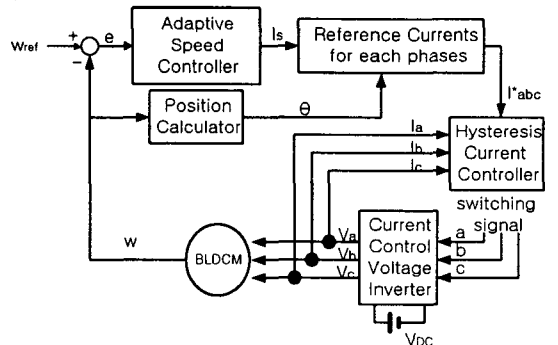


그림 1 BLDC 전동기 시스템 블록다이어그램

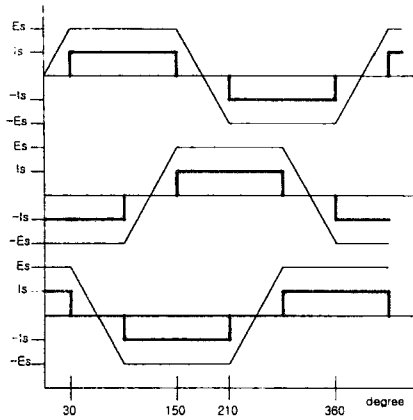


그림 2 이상적인 3상 전류와 역기전력

## 2.2 DMRAC 알고리즘

다음과 같은 플랜트 방정식에 대해서 선형 시불변 모델 기준 적응 제어 기법을 적용한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,  $x_p$  :  $(n \times 1)$  state vector

$u_p$  :  $(m \times 1)$  control vector

$y_p$  :  $(q \times 1)$  plant output vector

$A_p, B_p$  : matrices with appropriate dimensions

적용 제어기의 목적은  $A_p, B_p$ 에 대한 정확한 정보 없이 플랜트 출력벡터  $y_p(t)$ 가 (11)의 기준모델을 추종하는 제어입력  $u_p(t)$ 를 생성하는 것이다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) &= A_m x_m(t) + B_m u_m(t) \\ y_m(t) &= C_m x_m(t) \end{aligned} \quad (11)$$

출력  $y_m$ 은 지령 속도  $u_m$ 에 따른 원하는 속도 응답  $\omega$ 이다. 기준 모델 선정시 모델의 차수는 플랜트의 차수보다 작아야 한다[1].

command generator tracker(CGT)에 기초한 적응 제어 명령은 다음과 같이 주어진다[1].

$$u_p(t) = K_e(t)e_y(t) + K_x(t)x_m(t) + K_u(t)u_m(t) \quad (12)$$

여기서,  $e_y(t) = y_m(t) - y_p(t)$ 이고,  $K_e(t), K_x(t), K_u(t)$ 는 각각 적응 이득값이며,  $K(t) = [K_e(t) \ K_x(t) \ K_u(t)]$ 로 표현된다.  $r(t)$ 를  $r(t) = [y_m(t) - y_p(t) \ x_m(t) \ u_m(t)]^T$ 로 정의하면 제어명령  $u_p(t)$ 는  $u_p(t) = K(t)r(t)$ 로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} K(t) &= K_p(t) + K_i(t) \\ K_p(t) &= e_y(t)r^T(t)T_p, \quad T_p \geq 0 \\ K_i(t) &= e_y(t)r^T(t)T_i, \quad T_i > 0 \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,  $T_p$ 와  $T_i$ 는 각각 비례와 적분 가중치 배열이다. DMRAC의 블록 다이어그램은 그림 3에 나타내었다. 적응 이득값들은 모델과 플랜트 출력간의 오차를 줄이기 위해 스스로 조정되며 오차가 0이 될 때 멈춘다. 플랜트 상태변수  $x_p$ 와 플랜트 출력  $y_p$ 는 모두 회전자 속도  $\omega$ 이고, 적응 제어 명령  $u_p$ 는 전류의 크기  $I_s$ 이다. 각 상의 기준 전류들은 회전자의 위치  $\theta$ 와 제어명령  $I_s$ 를 기초로 생성된다. 기준 모델의 차수는 빠른 제어 응답 특성을 위해 1차 모델을 선택하였다.

## 2.3 BLDC 전동기에 적용

내부 전류 제어 루프의 동특성이 외부 속도 제어 루프의 동특성보다 빠르기 때문에 적응 제어기는 (10)식을

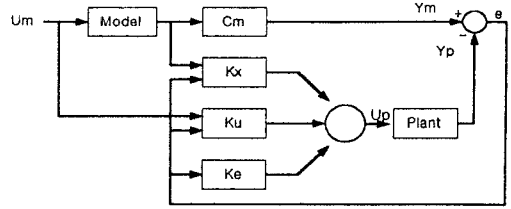


그림 3 DMRAC의 블록 다이어그램

이용하여 설계되었다.

(9)식과 (10)식을 비교하면  $A_p = -B/J$ ,  $B_p = 2K_v/J$ 임을 알 수 있고  $-T_i/J$ 는 외란으로 처리하였다. 기준 모델은 다음의 조건에 맞추어서 설계하였다.

- 조건 1 : 98% settling time  $\leq 0.3$  [sec]
- 조건 2 : Maximum overshoot  $\leq 1\%$
- 조건 3 :  $u_p \leq 4$  [A]

제어기의 출력  $u_p$ 는 과전류 방지를 위해 4[A]로 제한하였다.

## 3. 시뮬레이션 결과

표 1 BLDC 전동기의 파라미터

Rotor Inertia	0.35 e-4	kgm <sup>2</sup>
Inductance	10.9	mH
Resistance	4	ohms
Torque Constan	0.53	Nm/A
Number of Pole Pairs	4	#
Mechanical Tim Constant	1.96	ms
Electrical Time Constant	1.08	ms

BLDC 전동기의 파라미터는 표 1과 같으며, 시뮬레이션은 다음 3가지의 다른 파라미터 값을 변화시키면서 수행하였다.

설정 1.  $J = 0.000035$ ,  $B = 0.00006$ ,  $T_l = 0.2$

설정 2.  $J = 0.000070$ ,  $B = 0.00004$ ,  $T_l = 0.2$

설정 3.  $J = 0.000070$ ,  $B = 0.00004$ ,  $T_l = 0.4$

PI 제어기의 전달 함수는  $G(s) = (K_p s + K_i)/s$ 이며,  $K_p$ 와  $K_i$ 의 값은 각각 0.1과 0.035이다.

IMRAC를 적용하기 위해 (5)식을 이산화된 형태로 바꾸면 다음과 같이 된다.

$$u[k] = b[r[k-1] - a u[k-1]] + c T_s [k-1] \quad (14)$$

여기서,  $a = 1 - BT_s/J$ ,  $b = 2K_v T_s/J$ ,  $c = T_s/J$ 이다.

그림 4에서 파라미터 Set 1, 2, 3을 사용한 PI 제어기의 응답을 보였다. 공칭 파라미터인 설정 1에 맞게 조정된 곡선 1은 정상상태 오차가 없지만, 전동기 파라미터를 변화시킨 곡선 2와 부하 토크를 변화시킨 곡선 3에서는 정상상태 오차가 발생함을 알 수 있다.

그림 5는 DMRAC의 속도 응답이다. 곡선 1은 제어기 설계 목표에 부합됨을 알 수 있다. 또한 곡선 2와 3을 통해서 DMRAC가 전동기 파라미터와 부하의 변화에 강인함을 알 수 있다.

그림 6은 IMRAC의 속도 응답이다. DMRAC와 같이 파라미터 변화에 강인함을 알 수 있으나, DMRAC와 유사한 응답을 보여 많은 연산량을 감안한다면 DMRAC보다 나은 성능이라고 볼 수 있다.

그림 7은 파라미터 설정 1을 사용한 DMRAC의 상전류  $i_a$ 의 파형이다.

표 2 제어기 성능 평가

Criterion	PI	DMRAC	IMRAC
Adaptability	-	+	+
Load Variation	-	+	+
Setpoint Change	+	+	+
Complexity of the Controller	+	0	-

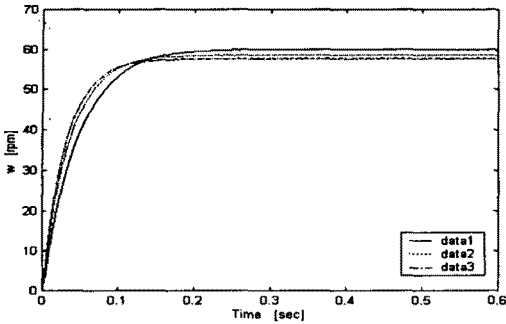


그림 4 PI 제어기의 속도 응답 파형

- 자료 1 : 파라미터 설정 1을 이용
- 자료 2 : 파라미터 설정 2를 이용
- 자료 3 : 파라미터 설정 3을 이용

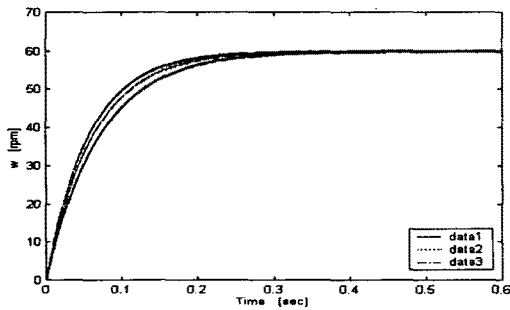


그림 5 DMRAC의 속도 응답 파형

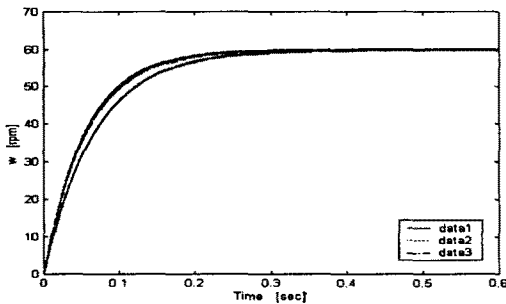


그림 6 IMRAC의 속도 응답 파형

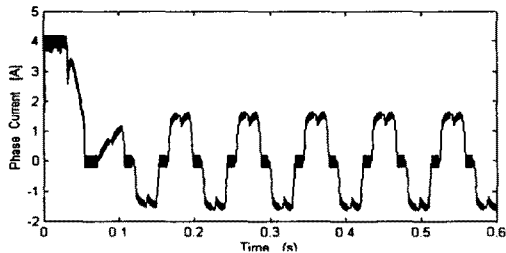


그림 7 DMRAC의 상전류  $i_a$ 의 파형

#### 4. 결 론

본 논문에서는 DMRAC를 이용하여 BLDC 전동기의 속도 제어를 하였으며, Matlab/Simulink를 이용하여 DMRAC의 우수성을 보였다. 시뮬레이션을 통하여 얻은 결과를 표 2에 정리하였다. Adaptability는 시스템 파라미터 변화에 대응하는 능력을 나타내며, Load Variation은 부하의 변동에 대응하는 능력을 나타낸다.

PI 제어기는 구조가 간단한 이점이 있으나, 시스템 파라미터 변화나 부하의 변동에 민감한 단점이 있음을 보였다. DMRAC는 IMRAC에 비해 제어기의 구성이 간단하면서도 IMRAC와 유사한 성능을 나타냄을 보였다. 하지만, 과도 상태에서 제어기의 출력이 포화되는 현상은 보완이 필요하다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] H. Kaufman, I. Bar-kana, and K.M. Sobel, "Direct Adaptive Control Algorithms : Theory and Applications", Springer-Verlag, New York, 1997
- [2] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, Inc., 1987
- [3] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real-Time Adaptive Control of the Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.27, No4, pp. 706-714, 1991
- [4] E. Unkauf and D.A. Torrey, "Direct Model Reference Control of an Induction Motor", Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 192-196, Dallas, TX, 1995
- [5] Wallace A. K. and Spee R., "The Effects of Motor Parameters on the Performance of Brushless DC Drives" IEEE Power Electronics Specialist Conference", 1987
- [6] D. C. Hanselman, "Brushless Permanent Magnet Motor Design", McGraw-Hill, Inc., 1994
- [7] Nesimi Ertugrul and Eric Chong, "Modelling and Simulation of an Axial Field Brushless Permanent Magnet Motor Drive", proc. of the IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Conf, Vol.3, 1997
- [8] P. Pillay and R. Krishnan, "Modelling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.25, No.2, pp.265-278, 1989
- [9] Chee-Mun Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink", Prentice Hall, 1998