

일반적인 형태의 역기전력을 갖는 브러쉬 없는 직류 전동기의 궤환 선형화 제어

論文
43~6~14

Feedback-Linearizing Control of Brushless DC Motors

姜 彰 益*·河 仁 重**·宋 鍾 煥***
(Chang-Ik Kang·In-Joong Ha·Jong-Whan Song)

Abstract—In this paper, we consider feedback-linearizing control of brushless dc motors which have been increasingly used in high-performance servo applications. We completely characterize the whole class of the feedback controllers that enable the brushless dc motors to behave like linear systems but without torque ripple. The whole class of the feedback-linearizing controllers is characterized in the explicit form which contains a function to be chosen freely. The previously known controllers correspond to either the particular ones in our whole class of the feedback-linearizing controllers or their truncated Fourier expansions. This free function can be used to achieve other control objectives as well as linear dynamic characteristics. Furthermore, our feedback-linearizing controllers can be easily determined from the measurement data of back EMF

Key Words : Brushless DC Motor, Whole Class of Feedback-Linearizing Controllers.

1. 서 론

브러쉬없는 직류 전동기(BLDCM) 드라이브에서 고정자 전류는 스위칭되거나 회전자 위치에 동기되어 변하게 되므로 BLDCM은 기존 직류 전동기의 기계적 스위칭에 의한 물리적 제한없이 기존 직류 전동기의 가변성(versatility)과 제어성(controllability)을 가진다. 따라서 BLDCM 드라이브는 고성능 서보를 요하는 분야에서 널리 사용되고 있다. BLDCM의 동적 특성은 비선형이고 BLDCM 제어 방식에 대한 최근의 연구들은 BLDCM를 선형 시스템처럼 동작시키는 것을 그 목표로 하고 있다[1,2,3,4,5,6,7,8] 다른 여러 교류 전동기에 대한 연구 역시 이러한 경향을 따르고 있다[9,10,11,12,13].

논문[1,5,6,7,8]에서 제안된 토크 제어 알고리

즘은 정현파 혹은 사다리꼴 역기전력을 가지는 BLDCM을 선형 시스템처럼 동작시킬 수 있다. 그런데 실제적으로 여러 분야에서 사용되고 있는 BLDCM의 역기전력은 정현파 혹은 사다리꼴 이외에 다른 여러가지 형태를 가질 수 있다. 일반적인 형태의 역기전력을 갖는 BLDCM에 대한 제어 방법이 논문[2,3,4]에서 제안되었다. 논문[2,3,4]의 제어 방식은 BLDCM를 선형 시스템처럼 동작시킬 수 있고 토크 리플을 원하는 만큼 감소시킬 수 있다. 이러한 방식에 의하면 역기전력과 전류 명령을 고주파를 무시하여 유한 푸리에 급수로 전개하고 토크 리플이 최소화되도록 역기전력의 조화계수(harmonic coefficient)로부터 전류 명령의 조화계수들을 정한다.

본 논문에서는 일반적인 역기전력을 갖는 BLDCM를 궤환 선형화(feedback-linearizing)기법을 사용하여 제어하는 방법을 제시한다. BLDCM을 토크 리플없이 선형 시스템처럼 동작시킬 수 있는 모든 궤환 선형 제어기들을 완벽하게 규명한다. 그러한 모든 선형 궤환 제어기들은 자유롭게 선택될 수 있는 하나의 자유 함수를 갖는 구체적인 형태(explicit form)로 표현된다. 이 자유

*正 會 員 : 서울大 大學院 制御計測工學科 博士課程

**正 會 員 : 서울大 工大 制御計測工學科 副教授·工博

***正 會 員 : 曉星重工業(株) 技術研究所 先任研究員

接受日字 : 1994年 1月 10日

1次修正 : 1994年 4月 27日

함수는 토크 선형 제어이외의 다른 여러가지 제어 목적을 달성하기 위하여 선택될 수 있다. 기존에 알려진 토크 제어기들은 본 논문의 궤환 선형화 제어기들 중 특정한 형태[1,5,6,7,8] 혹은 근사화된 유한 푸리에 급수 전개 형태 [2,3,4]라고 볼 수 있고 게다가 본 논문의 궤환 선형화 제어기는 논문[2,3,4]의 방식에 비하여 계산이 훨씬 간단하다. 본 논문의 연구 결과의 유용성을 예증하기 위하여 대표적인 세 가지 역기전력을 예를 들어 얻은 수치적 결과를 제시한다.

마지막으로 본 논문의 전개 과정에서 자주 쓰이는 기호들을 언급하면 먼저 v_1, v_2 그리고 v_3 는 각각 a, b, c 상의 상전압을 나타낸다. i_1, i_2 그리고 i_3 는 각각 a, b, c 상의 상전류를 표시한다. 그리고 i_j 의 명령과 함수 $f: R \rightarrow R^3$ 의 j 번째 성분은 각각 i_j^* 와 f_j 으로 표시된다. 상수 J, B, L_s, R_s, K_e 그리고 K_t 는 각각 관성 모멘트, 점성 계수, 고정자 인덕턴스, 고정자 저항, 역기전력 상수, 그리고 토크 상수를 표시한다. 변수 θ 와 T_e 는 각각 회전자 위치와 부하 토크를 나타낸다.

2. 궤환 선형화 제어기 설계

3상 브러쉬없는 직류 전동기(BLDCM)의 동적 방정식은 다음과 같다[6].

$$\begin{aligned} Ls\dot{i}_1 &= -Rsi_1 - K_e g(\theta)\theta + v_1 \\ Ls\dot{i}_2 &= -Rsi_2 - K_e g(\theta - 2\pi/3)\theta + v_2 \\ Ls\dot{i}_3 &= -Rsi_3 - K_e g(\theta - 4\pi/3)\theta + v_3 \\ J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + T_L &= T_e \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 함수 $g: R \rightarrow R$ 는

$$g(\theta + 2\pi) = g(\theta), \forall \theta \in R \tag{2}$$

인 주기적인 연속함수이고 전동기 구조와 회전자 자속 분포에 의해 결정되며 T_e 는 다음과 같이 주어지는 발생 토크이다.

$$T_e = K_t [g(\theta)i_1 + g(\theta - 2\pi/3)i_2 + g(\theta - 4\pi/3)i_3] \tag{3}$$

그리고 3상 중립점이 부동되어 있으므로 3상 전류합은 0이다. 즉,

$$\sum_{j=1}^3 i_j = 0 \tag{4}$$

고이득 전류 제어기 혹은 뱅뱅형 전류 제어기를 사용하면 고정자 전류를 직접 제어할 수 있다[6]. 여기서는 다음으로 주어지는 포화 전류 제어기를 사용한다.

$$v_j = Msat((i_j^* - i_j)/\epsilon), j=1, 2, 3 \tag{5}$$

여기서 M, ϵ 는 양의 상수이고

$$sat(\eta) = \begin{cases} \eta, & |\eta| \leq 1 \\ \eta/|\eta|, & |\eta| \geq 1 \end{cases} \tag{6}$$

이다. 위의 포화 전류 제어기는 불연속한 뱅뱅형 전류 제어기에 대한 연속인 근사화된 형태라고 볼 수 있고 게다가 고이득 전류 제어기도 하드웨어적인 제한으로 인하여 실제로는 포화 전류 제어기로 동작한다.

약간의 타당한 가정하에서 만약 M/ϵ 값이 충분히 크면 고정자 전류는 유한한 시간내에 명령을 정확하게 추종함을 증명할 수 있다. 그 증명은 논문[10]의 증명과 유사하므로 지면 관계상 생략한다. 따라서 여기서는

$$i_j = i_j^*, j=1, 2, 3 \tag{7}$$

라고 가정한다. 식 (7)에 의하여 식 (3)과 (4)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_e = K_t [g(\theta)i_1^* + g(\theta - 2\pi/3)i_2^* + g(\theta - 4\pi/3)i_3^*] \tag{8}$$

$$\sum_{j=1}^3 i_j^* = 0 \tag{9}$$

어떤 함수 $f: R \rightarrow R^3$ 가 다음 조건들을 만족한다고 하자.

$$\sum_{j=1}^3 g(\theta - 2\pi(j-1)/3)f_j(\theta) = 1, \forall \theta \in R \tag{10a}$$

$$\sum_{j=1}^3 f_j(\theta) = 0, \forall \theta \in R \tag{10b}$$

$$f_j(\theta + 2\pi) = f_j(\theta), \quad \forall \theta \in R, j=1, 2, 3 \quad (10c)$$

그러면 전류 명령을

$$i_j^* = u f_j(\theta), \quad j=1, 2, 3 \quad (11)$$

으로 택한다. 여기서 u 는 토크 명령이다. 식 (10b)의 성질에 의하여 식 (11)의 전류 명령은 식 (9)의 조건을 만족하고 식 (10a)의 성질에 의하여 식 (8)의 T_e 는 다음과 같이 선형 형태가 된다.

$$T_e = K_t u \quad (12)$$

이것은 발생 토크가 토크 리플없이 선형 제어 될 수 있음을 의미한다. 게다가 식 (10)과 (11)은 BLDCM을 선형 시스템처럼 동작시킬 수 있는 모든 캐환 선형화 제어기들을 표현함을 알 수 있다. 본 절에서는 식 (10)를 만족하는 모든 함수들의 집합은 자유롭게 선택될 수 있는 하나의 자유함수를 갖는 구체적인 형태로 완전하게 규명될 수 있음을 보이고자 한다. 이를 위해 우선 기호 및 예비 전개가 필요하다.

함수 $F: R \rightarrow R$ 와 $G: R \rightarrow R$ 을

$$F(\theta) = g(\theta) - g(\theta - 4\pi/3) \quad (13)$$

$$G(\theta) = |F(\theta)|^2 + \frac{1}{2}|F(\theta - 4\pi/3)|^2 + \frac{3}{4}|F(\theta - 8\pi/3)|^2 \quad (14)$$

으로 정의하고 먼저 식 (14)의 G 성질에 대하여 설명한다. 식 (2)와 (13)에 의하여

$$F(\theta + 2\pi) = F(\theta), \quad \forall \theta \in R \quad (15)$$

$$\sum_{j=0}^2 F(\theta - 2\pi j/3) = 0, \quad \forall \theta \in R \quad (16)$$

이므로 식 (14)의 G 를

$$G(\theta) = |F(\theta)|^2 + F(\theta)F(\theta - 4\pi/3) + |F(\theta - 4\pi/3)|^2$$

$$= |F(\theta)|^2 - F(\theta - 2\pi/3)F(\theta - 4\pi/3) \quad (17)$$

와 같이 표현할 수 있다. 따라서

$$\begin{aligned} G(\theta - 2\pi/3) &= |F(\theta - 2\pi/3)|^2 + F(\theta - 2\pi/3)F(\theta) + |F(\theta)|^2 \\ &= -F(\theta - 2\pi/3)F(\theta - 4\pi/3) + |F(\theta)|^2 \\ &= G(\theta), \quad \forall \theta \in R \end{aligned} \quad (18)$$

이므로 G 는 $2\pi/3$ 주기를 갖는 주기적인 연속함수이다. 따라서 아래식을 만족하는 θ_m 이 폐구간 $[0, 2\pi/3]$ 내에 존재한다.

$$G(\theta) \geq G(\theta_m) \geq 0, \quad \forall \theta \in R \quad (19)$$

만약 $G(\theta_m) = 0$ 라면 식 (14)에 의하여 $F(\theta_m) = F(\theta_m - 4\pi/3) = 0$ 가 된다. 따라서 $g(\theta_m) = g(\theta_m - 2\pi/3) = g(\theta_m - 4\pi/3)$ 가 되므로 식 (8)과 (9)에 의하여 이는 결국 어떤 전류 명령 $i_j^*, j=1, 2, 3$ 에 대해서도 $\theta = \theta_m$ 에서는 $T_e = 0$ 즉 토크가 발생될 수 없음을 뜻한다. 따라서 $G(\theta_m) > 0$ 이므로 어떤 상수 α 에 대하여

$$G(\theta) \geq \alpha > 0, \quad \forall \theta \in R \quad (20)$$

임을 알 수 있다.

이러한 G 의 성질을 이용하여 새로운 함수 $f: R \rightarrow R^3$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$f_j(\theta) = H_j(\theta)/G(\theta), \quad \forall \theta \in R, j=1, 2, 3 \quad (21a)$$

여기서 함수 $H_j: R \rightarrow R, j=1, 2, 3$ 는

$$\begin{aligned} H_j(\theta) &= F(\theta - 2\pi(j-1)/3) + h(\theta)F(\theta - 2\pi \\ & \quad (j+1)/3), \quad \forall \theta \in R, j=1, 2, 3 \end{aligned} \quad (21b)$$

으로 주어지고 함수 $h: R \rightarrow R$ 는

$$h(\theta + 2\pi) = h(\theta), \quad \forall \theta \in R \quad (21c)$$

를 만족하는 임의의 주기함수이다. 식 (20)에 의하여 식 (21a)의 f 는 잘 정의된다. 또한 식 (16)

과 (21b)에 의하여 특정한 h 선택에 관계없이 다음 등식이 성립한다.

$$\sum_{j=1}^3 H_j(\theta) = 0, \forall \theta \in R \quad (22)$$

이제 본 연구의 핵심 결과를 언급하고자 한다.

정리 1: S 를 식 (10)를 만족하는 모든 함수 $f: R \rightarrow R^3$ 들의 집합이라 하고 한편 F 를 식 (21)과 같이 정의된 모든 함수 $f: R \rightarrow R^3$ 들의 집합이라고 하면

$$F \equiv S \quad (23)$$

증명: 먼저 $F \subset S$ 임을 보인다. $f \in F$ 라 하자. 그러면 식 (13), (17), 그리고 (22)에 의하여 식 (14)의 G 를

$$\begin{aligned} G(\theta) &= [F(\theta) + h(\theta)F(\theta - 4\pi/3)]F(\theta) - [F(\theta - 2\pi/3) + h(\theta)F(\theta)]F(\theta - 4\pi/3) \\ &= H_1(\theta)[g(\theta) - g(\theta - 4\pi/3)] + H_2(\theta)[g(\theta - 2\pi/3) - g(\theta - 4\pi/3)] \\ &= \sum_{j=1}^3 H_j(\theta)g(\theta - 2\pi(j-1)/3) \end{aligned} \quad (24)$$

으로 쓸 수 있고 식 (22)와 (24)에 의하여 식 (21)의 f 가 식 (10a)와 (10b)를 만족함을 쉽게 알 수 있다. 게다가 식 (15), (18), 그리고 (21)에 의하여 식 (10c)가 만족된다. 따라서 $f \in S$ 이다.

마지막으로 $F \supset S$ 임을 보인다. $f \in S$ 라 할 때 $h: R \rightarrow R$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$f_1(\theta)G(\theta)/F(\theta - 4\pi/3)$$

$$h(\theta) = \begin{cases} \Delta & \text{if } F(\theta) = 0 \\ [f_2(\theta)G(\theta) + F(\theta) + F(\theta - 4\pi/3)]/F(\theta) & \text{if } F(\theta) \neq 0 \end{cases} \quad (25a)$$

$$(25b)$$

식 (14)와 (20)를 주목하면 $F(\theta)$ 와 $F(\theta - 4\pi/3)$ 는 동시에 0이 될 수 없음을 알 수 있으므로 위의 h 는 잘 정의된 함수이다. 또한 식 (10c), (15), 그리고 (18)에 의하여 식 (25)의 h 는 식 (21c)를 만족한다. $H_j, j=1, 2, 3$ 를 식 (21b)와 (25)로 정의하면 이제 남은 것은 식 (21a)이 성립함을 보이는 것이다.

먼저 $F(\theta) = 0$ 인 경우를 고려한다. 식 (25a)에 의하여

$$\begin{aligned} \frac{H_1(\theta)}{G(\theta)} &= \frac{F(\theta) + h(\theta)F(\theta - 4\pi/3)}{G(\theta)} \\ &= \frac{h(\theta)F(\theta - 4\pi/3)}{G(\theta)} \\ &= f_1(\theta) \text{ if } F(\theta) = 0 \end{aligned} \quad (26a)$$

만면 $f \in S$ 는 식 (10a)와 (10b)를 만족하므로

$$F(\theta)f_1(\theta) - F(\theta - 4\pi/3)f_2(\theta) = 1, \forall \theta \in R \quad (27)$$

이것과 식 (17) 그리고 (25a)에 의하여

$$\begin{aligned} \frac{H_2(\theta)}{G(\theta)} &= \frac{F(\theta - 2\pi/3) + h(\theta)F(\theta)}{G(\theta)} = \frac{-1}{F(\theta - 4\pi/3)} \\ &= f_2(\theta) \text{ if } F(\theta) = 0 \end{aligned} \quad (26b)$$

식 (10b), (16), (22), (26a), 그리고 (26b)에 의하여

$$\begin{aligned} \frac{H_3(\theta)}{G(\theta)} &= \frac{F(\theta - 4\pi/3) + h(\theta)F(\theta - 2\pi/3)}{G(\theta)} \\ &= f_3(\theta) \text{ if } F(\theta) = 0 \end{aligned} \quad (26c)$$

식 (26)으로부터

$$f_j(\theta) = H_j(\theta)/G(\theta), j=1, 2, 3 \text{ if } F(\theta) = 0 \quad (28)$$

임을 알 수 있다.

다음에는 $F(\theta) \neq 0$ 인 경우를 고려한다. 식 (17), (25b), 그리고 (27)에 의하여

$$\begin{aligned} \frac{H_1(\theta)}{G(\theta)} &= \frac{F(\theta) + h(\theta)F(\theta - 4\pi/3)}{G(\theta)} \\ &= \frac{f_2(\theta)F(\theta - 4\pi/3) + 1}{F(\theta)} \\ &= f_1(\theta) \text{ if } F(\theta) \neq 0 \end{aligned} \quad (29a)$$

식 (16)과 (25b)에 의하여

$$\begin{aligned} \frac{H_2(\theta)}{G(\theta)} &= \frac{F(\theta - 2\pi/3) + h(\theta)F(\theta)}{G(\theta)} \\ &= f_2(\theta) \text{ if } F(\theta) \neq 0 \end{aligned} \quad (29b)$$

식 (10b), (16), (22), (29a), 그리고 (29b)에 의하여

$$\frac{H_3(\theta)}{G(\theta)} = \frac{F(\theta - 4\pi/3) + h(\theta)F(\theta - 2\pi/3)}{G(\theta)}$$

$$= f_3(\theta) \text{ if } F(\theta) \neq 0 \quad (29c)$$

식 (29)으로부터

$$f_j(\theta) = H_j(\theta)/G(\theta), \quad j=1, 2, 3 \text{ if } F(\theta) \neq 0 \quad (30)$$

임을 알 수 있다. 식 (28)과 (30)으로부터 $f \in S$ 를 식 (21a)의 형태로 표현될 수 있음을 알 수 있으므로 $f \in F$ 이다. □

정리 1은 식 (10)의 조건들을 만족하는 모든 함수 f 들을 자유롭게 선택될 수 있는 주기 함수 h 를 통하여 구체적으로 표현한다. 즉, 정리 1은 식 (12)와 같은 선형 형태의 발생 토크를 보장하는 모든 폐환 선형화 제어기는 항상 식 (11)과 (21)로 표현될 수 있음을 보여준다. 식 (21)의 주기 함수 h 선택에 관계없이 식 (12)가 보장될 수 있음에 주목하면 자유 함수 h 는 토크 선형화이외에 다른 여러가지 제어 목적을 위하여 선택될 수 있다.

논문[1,5,6,7,8]에서 제안된 기존 토크 제어 알고리즘은 식 (11)과 (21)로 표현될 수 있는데 여기서 정현파 역기전력 경우에는 $h \equiv 1/2$ 에 해당되고 사다리꼴 역기전력 경우에는 h 가 불연속 함수(그림 5(a), 3절)에 해당된다. 최근 연구 결과[2,3,4]들은 역기전력이 정현파 혹은 사다리꼴 이외에 일반적인 형태를 가지는 경우를 고려하였다. 논문[2,3,4]에서 제안된 토크 제어 알고리즘은 식 (21)의 h 를 특정하게 선택하였을 경우에 결정되는 f 에 대한 유한 푸리에 급수 전개 형태라고 볼 수 있다. 게다가 최소 토크 리플을 위한 전류 명령의 조화 계수들을 정하는 데 있어 계산이 복잡한 반면 본 논문에서 제안하는 새로운 방식에서는 g 만 알려지면 리플없이 토크를 선형 제어할 수 있는 제어기를 식 (21)과 같이 쉽게 구할 수 있다.

지금까지는 고정자 전류가 전류 명령을 완벽하게 추종한다고 가정하였다. 그러나 실제적으로 전류 제어 루프의 성능은 완벽할 수 없으므로 약간의 전류 제어 오차 $e_j = i_j - i_j^*$, $j=1, 2, 3$ 가

생길 수 있다. 이런 경우 식 (11)과 (21)로 주어진 토크 제어기는 식 (12)를 보장할 수 없고 약간의 토크 리플을 유발하게 된다. 그 토크 리플은

$$\tilde{T}_e = T_e - K_t u = K_t \sum_{j=1}^3 g(\theta - 2\pi(j-1)/3) e_j \quad (31)$$

으로 표현될 수 있으므로 토크 리플의 크기는 다음과 같이 제한된다.

$$|\tilde{T}_e| \leq K_t \sum_{j=1}^3 |e_j| \quad (32)$$

과거의 연구에서 제안된 토크 제어기뿐만 아니라 본 연구에서 제안된 토크 제어기가 좋은 성능을 내기 위해서는 전류 제어 루프 성능이 매우 중요하다는 사실을 식 (32)로부터 알 수 있다.

3. 실제 적용 결과

본 절에서는 전 절에서 제시된 본 논문 연구 결과의 유용성을 예측하기 위하여 대표적인 세 가지 역기전력을 고려한다. 첫번째로 논문[2]에서 실제 적용 예로 이용되었던 그림 1의 유사 정현파 역기전력을 고려한다. 그림 4(a)는 식 (21)의 h 를 $h(\theta) = 0.5 + 0.177\sin(6\theta)$ 와 같이 선택한 경우이고 그림 4(b)는 h 를 $h \equiv 1/2$ 으로 선택한 경우이다. 식 (18)과 (21a)에서 알 수 있듯이 함수 f_2 와 f_3 는 f_1 와 형태가 동일하고 단지 $2\pi/3$ 만큼의 위상차만 있으므로 생략한다. 논문[2]에서의 실제 결과는 그림 4(a)의 f_1 에 대한 유한 푸리에 급수 전개 형태라고 볼 수 있다. 그림 4(a)와 그림 4(b)의 h 선택은 둘다 식 (12)를 보

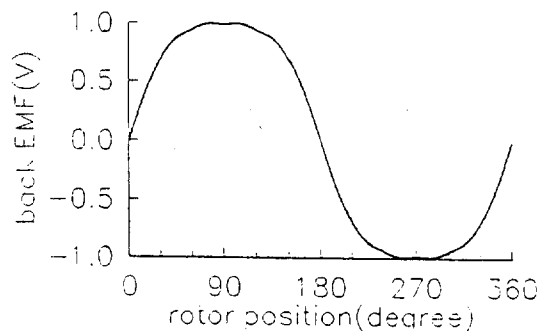


그림 1 유사 정현파 역기전력
Fig. 1 Quasi-sinusoidal back EMF

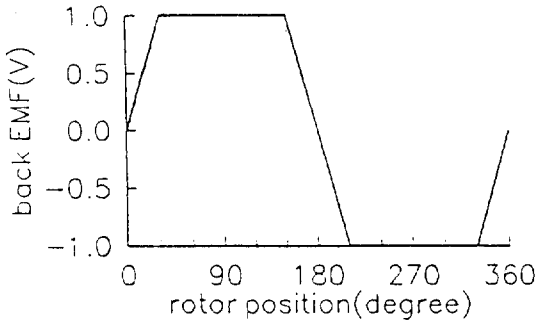


그림 2 사다리꼴 역기전력
Fig. 2 Trapezoidal back EMF

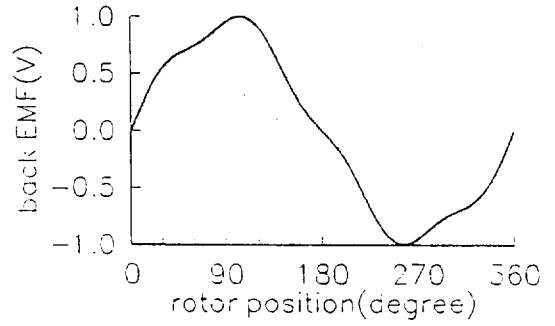


그림 3 비대칭형 역기전력
Fig. 3 Asymmetric back EMF

장하지만 그림 4(b)에 그려진 f_1 의 시간에 대한 변화율은 그림 4(a)의 f_1 보다 적기때문에 전류 제어 루프가 추종하기에 그림 4(a)의 f_1 보다 더 용이하다.

두번째로 그림 2의 사다리꼴 역기전력을 고려한다. h 를 톱니파 모양의 불연속한 함수인

$$h(\theta) = \begin{cases} \Delta [30/\pi + 1/2, |\theta| \leq \pi/6 \\ h(\theta - \pi/3), \text{ otherwise} \end{cases} \quad (33)$$

으로 선택하면 f_1 는 그림 5(a)에 나타난 바와 같이 방형파(square wave)형태가 된다. 이 결과는 논문[1,5,6,7,8]의 연구 결과와 일치한다. 반면

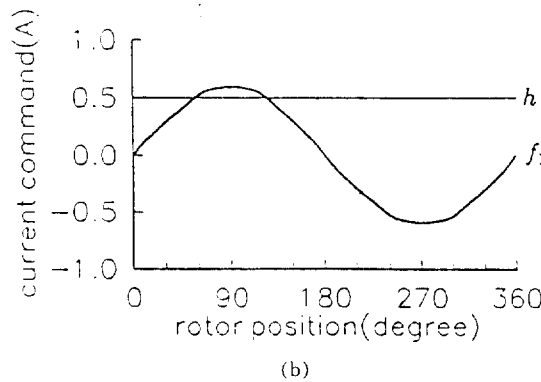
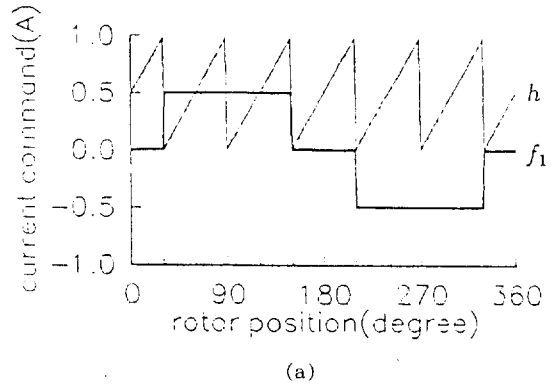
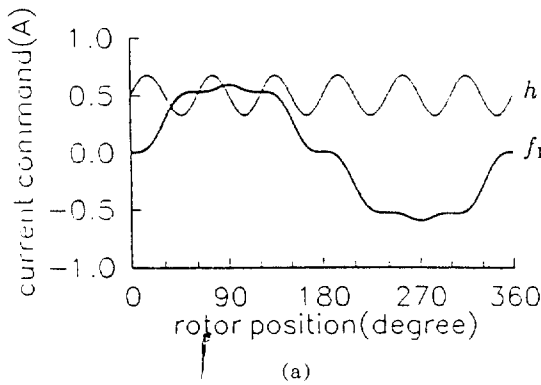
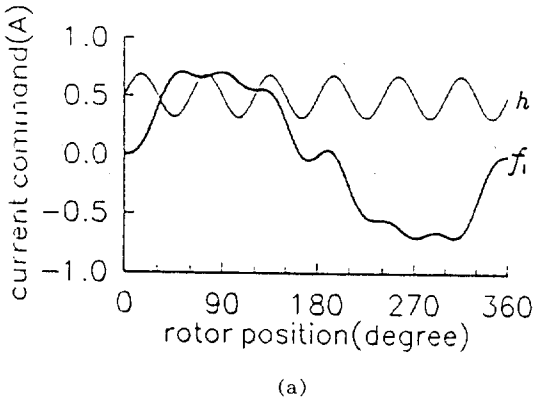
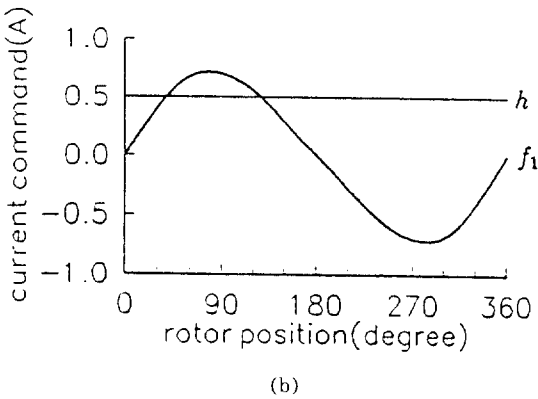


그림 4 유사 정현파 역기전력인 경우의 전류 명령
Fig. 4 Current commands for the case of quasi-sinusoidal back EMF

그림 5 사다리꼴 역기전력인 경우의 전류 명령
Fig. 5 Current commands for the case of trapezoidal back EMF



(a)



(b)

그림 6 비대칭형 역기전력인 경우의 전류 명령
Fig. 6 Current commands for the case of asymmetric back EMF

$h \equiv 1/2$ 으로 선택하면 전류 제어 루프가 추종하기에 훨씬 더 용이한 그림 5(b)의 f_1 를 얻을 수 있다.

세번째로 그림 3의 비대칭형 역기전력 성우를 고려한다. 두 가지 h 선택에 해당하는 f_1 의 형태는 각각 그림 6(a)와 (b)에 나타나 있다.

위에서 언급한 세 가지 역기전력 경우에 대한 결과는 함수 h 를 좀더 나은 제어 성능을 위하여 활용할 수 있음을 보여준다. 예를 들어 토크 명령 u 와 회전자 속도 θ 가 일정한 경우 고정자 권선 저항에 의한 전력 손실 P_{loss} 는

$$P_{loss} = \frac{R_s |u|^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{2 \left[|h(\theta) - \frac{1}{2}|^2 + \frac{3}{4} \right]}{G(\theta)} d\theta \quad (34)$$

으로 표현되므로 $h \equiv 1/2$ 선택은 고정자 권선 저항에 의한 전력 소모를 최소화할 수 있다. 또한 $h \equiv 1/2$ 선택 경우의 전류 명령보다 전류 제어

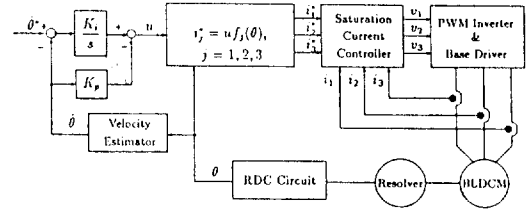


그림 7 제안한 BLDCM 제어시스템의 전체 블록선도

Fig. 7 Configuration of the control scheme for BLDCM

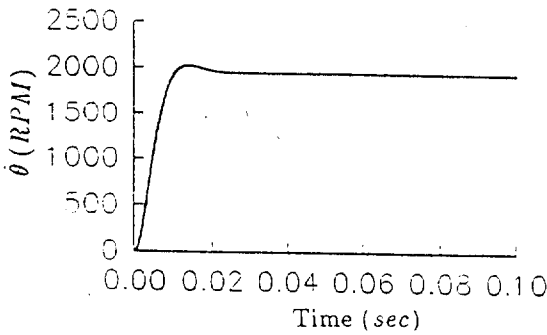
루프가 추종하기에 좀더 용이한 전류 명령을 위한 자유 함수 h 를 결정할 수 있다. 그리고 식 (33)의 톱니파 형태의 불연속한 함수 h 는 사다리꼴 역기전력을 가지는 BLDCM이 고정자 전류 제한하에서 발생할 수 있는 토크를 최대화할 수 있음을 입증할 수 있다. 이러한 내용들은 다음 논문에서 제시하고자 한다.

마지막으로 g 가 그림 3과 같고 f_1 이 그림 6(b)인 경우 식 (1), (3), (5), 그리고 (11)로 주어지는 전체 시스템의 시간에 대한 응답 특성을 제시한다. 전력변환기와 BLDCM을 포함한 전체 제어시스템을 블록선도로 표시하면 그림 7과 같다. 토크 명령 u 는 IP(Integral Proportional) 제어기: $u = -K_I \theta + K_P \int (\theta^* - \theta) dt$ 로 주어지고 여기서 θ^* 는 속도 명령을 나타낸다. 시뮬레이션에서 속도 명령 θ^* 은 크기가 1800RPM인 계단과 명령이고 수치적인 데이터는 $K_P = 0.43, K_I = 100, J = 1.9 \times 10^{-4} \text{ Kgm}^2, B = 1.2 \times 10^{-5} \text{ Nmsec}, L_s = 6.1 \text{ mH}, R_s = 1.5 \Omega, K_t = 0.215 \text{ Nm/A},$

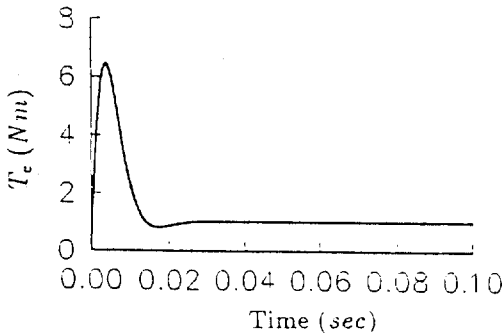
$T_L = 1 \text{ Nm}, M = 90 \text{ V},$ and $\epsilon = 4 \times 10^{-3} \text{ A}$ 이다. 시뮬레이션 결과는 그림 8과 같고 그림 8(c)에서 볼 수 있듯이 $|e_s| \leq 2.5 \times 10^{-3} \text{ A}, j=1, 2, 3$ 이므로 식 (5)의 포화 전류 제어기는 식 (7)의 가정을 타당하게 만든다. 반면 식 (32)에 의하여 $|\tilde{T}_e| \leq 1.6 \times 10^{-3} \text{ Nm}$ 임을 알 수 있다. 따라서 극소의 전류 제어 에러에 의한 토크 리플은 무시할 만큼 작고 이것은 그림 8(b)에 나타난 토크 응답에서 확인할 수 있다.

4. 결론

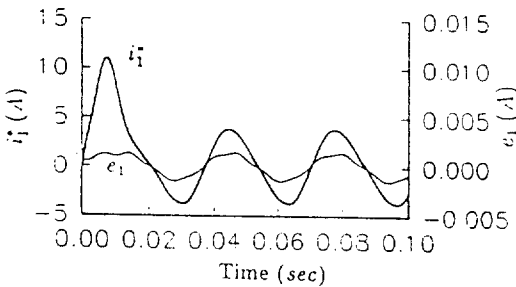
본 논문에서 제안된 BLDCM 제어 방식은 특이 섭동 기법(singular perturbation technique)과



(a)



(b)



(c)

그림 8 역기전력이 그림 3과 같고 속도 명령이 계단파인 경우 전체 시스템의 응답 특성
Fig. 8 Time responses of the closed-loop system for the case of the back EMF in Fig. 3 where the rotor speed command is the step input.

계환 선형화 기법을 조합한 단순화된 선형화 기법(simplified linearizing technique)이라고 볼 수 있다. BLDCM의 비선형 동적 특성을 선형화하기 위하여 기존 선형화 기법을 사용할 수 있지만 g 에 대한 미분이 필요하다. 일반적으로 역기전력의 부정확한 측정에 의한 모델링 오차는 미분시 큰 오차를 야기한다.

본 논문의 토크 제어기에 나타나는 자유 함수 h 는 토크 선형 제어기 외에 다른 여러가지 제어 목적을 위하여 최적으로 선택될 수 있다. 예를 들어 고정자 권선 저항에 의한 소모 전력 최소화, 고정자 전류 제한 하에서 발생 토크 최대화, 그리고 최상의 전류 제어 성능을 위한 최적의 전류 명령을 위하여 선택될 수 있는 데 이 결과에 대해서는 다음 논문에 제시한다.

참고 문헌

- [1] R. H. Comstock, "Trends in brushless PM drive and motor technology," Proc. of MOTOR-CON'86 Conf., Oct. 1986.
- [2] L. Hoang, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 4, pp. 748-755, July 1986.
- [3] T. S. Low, T. H. Lee, K. J. Tseng, and K. S. Lock, "Servo performance of a BLDC drive with instantaneous torque control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 2, pp. 455-462, Mar./Apr. 1992.
- [4] B. H. Ng, M. F. Rahman, T. S. Low, and K. W. Lim, "An investigation into the effects of machine parameters on torque pulsations in a brushless DC drive," Proc. of IECON'88, pp. 749-754, Oct. 1988.
- [5] E. K. Persson and D. S. Meshkat, "Brushless servo system with expanded torque-speed operation range," Proc. of MOTOR-CON'85 Conf., Apr. 1985.
- [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Modelling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drivers, Part 2: The brushless DC motor drive," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 25, no. 2, pp. 274-279, Mar./Apr. 1989.

- [7] 전대원, “마이크로제어기에 의한 벡터제어 영구자석형 동기전동기의 제어기 설계,” 전기학회 논문지, 제42권 11호, pp. 53-60, 1993. 11.
- [8] 고종선, 이정훈, 윤명중, “회지 로직을 이용한 브러쉬없는 직류 전동기의 파라메타의 변화와 외란에 둔감한 위치 제어,” 전기학회 논문지, 제40권 10호, pp. 1037-1048, 1991. 10.
- [9] M. Ilic-Spong, R. Marino, S. Peresada, and D. G. Taylor, “Feedback linearizing control of switched reluctance motors,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-32, no. 5, pp. 371-379, May 1987.
- [10] G. S. Kim, I. J. Ha, M. S. Ko, D. I. Kim, and J. W. Park, “Speed and efficiency control of induction motors via asymptotic decoupling,” IEEE PESC Conf., pp. 931-938, June 1989.
- [11] G. S. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, “Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency,” IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 39, No. 4, pp. 323-333, Aug. 1992.
- [12] R. S. Wallace and D. G. Taylor, “Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics,” IEEE Trans. Robotics Automat., vol. 7, no. 6, pp. 733-742, Dec. 1991.
- [13] M. Zribi and J. Chiasson, “Position control of a PM stepper motor by exact linearization,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 36, no. 5, pp. 620-625, May 1991.

저 자 소개



강창익(姜彰益)

1967년 3월 25일생. 1989년 서울대 공대 제어계측공학과 졸업. 1991년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 제어계측공학과 박사과정 재학중.



송종환(宋鍾煥)

1958년 7월 17일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1984년~현재 효성중공업(주) 기술 연구소 근무. 현재 서울대 공대 대학원 전기공학과 박사과정 재학중.



하인중(河仁重)

1951년 3월 10일생. 1973년 서울대 공대 전자공학과 졸업. 1985년 미국 Univ. of Michigan 졸업(공학박). 1990~91년 대한 전자학회 제어계측 연구회 위원장 역임. 현재 서울대 공대 제어계측공학과 부교수.