

브러시리스 DC 모터 드라이브를 위한 새로운 간접 회전자 위치 검출

박한웅* · 김문수** · 원태현** · 정기화* · 김철우***

* 해군사관학교 · ** 동의공업대학 · *** 부산대학교

A Novel Indirect Rotor Position Sensing for Brushless DC Motor Drives

Han-Woong Park* · Moon-Soo Kim** · Tae-Hyun Won** · Kee-Hwa Jung* · Cheul-U Kim***

*Korea Naval Academy · **DongEui College · ***Pusan Nat. Univ.

Abstract - 본 논문은 브러시리스 DC 모터 드라이브에서 위치센서를 제거하기 위해, 측정된 상전압 및 상전류로부터 쇄교자속과 쇄교자속의 미분값에 의해 속도를 구하고 이를 이용하여 위치를 추정하는 새로운 센서리스 구동방식을 제안한다. 이러한 센서리스 구동알고리즘은 α - β 기준축을 이용하여 구현하였다. 구동시스템을 구현하기 위한 제어기는 고속연산이 가능하면서도 저가인 고정소수점 연산 DSP인 TMS320F241을 채택하였다. 제안된 알고리즘은 그 원리가 간단하고 우수한 제어특성을 나타냄으로써 실제적인 브러시리스 DC 전동기의 센서리스 구동을 위한 훌륭한 대안이 될 수 있을 것이다.

1. 서 론

최근 생산라인은 생산성 증대와 품질향상을 위해 자동화 요구가 꾸준히 증가하고 있으며, 또한 공작기계 등에서 고정밀, 빠른 응답, 고속의 가변속 전동제어시스템을 필요로 한다. 이를 위해서는 고성능의 서보모터의 사용이 필수적이다. 서보모터란 빈번하게 변화하는 위치나 속도의 지령치에 대해서 신속하고, 정확하게 추종할 수 있도록 설계된 모터를 의미한다. 이런 모터는 큰 가속도를 가져야하며 그렇게 하기 위해서는 토크가 크고, 관성모멘트가 작아야 한다.

PMSM 전동기는 상여자를 회전자의 위치와 동기시켜 여자하여야 함으로 회전자의 자극에 대한 위치 정보가 반드시 필요하다. 회전자 위치정보를 얻기 위한 보편적인 방법으로는 레졸버나 엔코더 같은 위치센서를 이용한다. 그러나 이들 센서는 가격이 비싸며, 신호처리, 외부 환경과 스위칭에 의한 노이즈 그리고 설치 공간과 같은 많은 문제점을 포함하고 있다. 이러한 기구학적 문제를 해결하기 위한 한 방법으로 센서리스에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 연구들을 분류하면 크게 역기전력 추정법, 자속추정법 및 observer와 같은 state estimator를 적용한 제어법 등으로 구분할 수 있다. 그러나 역기전력 추정법은 정지시 또는 저속에서 역기전력의 크기가 작기 때문에 구동이 어려운 단점이 있고, state estimator를 이용한 방법들은 알고리즘이 다소 복잡한

단점이 있다.

본 논문에서는 자속추정법의 한 방법으로, 측정된 전동기 상전압 및 상전류로부터 정확한 회전자의 위치정보와 속도를 구할 수 있는 제어알고리즘을 제안한다. 이를 위해 먼저 브러시리스 DC 전동기의 수학적인 모델을 α - β 기준축상에서 구함으로써 제안된 알고리즘의 기본적인 배경을 설명한다. 다음에 측정된 상전압 및 상전류로부터 속도 및 위치를 추정하기 위한 제어알고리즘을 수학적으로 유도한다. 마지막으로 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 실험결과를 제시한다.

2. 제안된 알고리즘

2.1 영구자석 동기전동기의 수학적 모델

브러시리스 DC 전동기에서 영구자석의 기자력원을 일정 전류원에 의한 것처럼 생각하면 영구자석 동기전동기의 모델링을 간략화시킬 수 있다. 이러한 개념하에 영구자석 동기전동기를 등가적으로 표현한 회로가 그림 1에 도시되어 있다. 그림에서는 전동기의 극 수를 2극으로 가정한 전동기의 등가모델이 도시되어 있으며, 고정자의 권선은 각각 a , b , c 로 표시되어 있다.

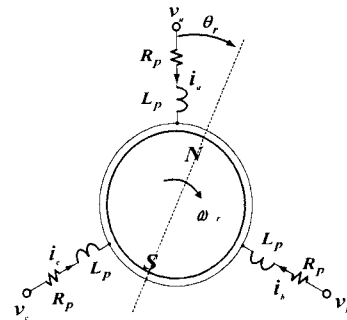


그림 1. 브러시리스 DC 전동기의 등가 모델

브러시리스 DC 전동기의 수학적인 모델을 a - b - c 기준축으로

로 나타내면 다음식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p + L_p p & -\frac{M}{2} p & -\frac{M}{2} p \\ -\frac{M}{2} p & R_p + L_p p & -\frac{M}{2} p \\ -\frac{M}{2} p & -\frac{M}{2} p & R_p + L_p p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서

v_a, v_b, v_c : 상전압

i_a, i_b, i_c : 상전류

e_a, e_b, e_c : 역기전력

M : 고정자권선 사이의 상호인덕턴스

R_p, L_p : 고정자 권선의 상당 저항 및 자기인덕턴스

$p = \frac{d}{dt}$: 미분연산자

전동기의 각 상이 평형이라 가정하면 식(1)은 다음과 같이 바꿔 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p + L & 0 & 0 \\ 0 & R_p + L & 0 \\ 0 & 0 & R_p + L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $L = l + \frac{3}{2} M$ 로써 l 은 누설인덕턴스를 나타낸다. 회전자자석에 의한 전동기 고정자권선의 쇄교자속수는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ma} &= \lambda_m \cos(\theta_e) \\ \lambda_{mb} &= \lambda_m \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_{mc} &= \lambda_m \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (3)$$

따라서 회전자자석에 의한 고정자권선의 상당 역기전력은 식(4)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d}{dt} \lambda_a = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e) \\ e_b &= \frac{d}{dt} \lambda_b = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ e_c &= \frac{d}{dt} \lambda_c = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (4)$$

이러한 식들을 바탕으로 a - b - c 기준축에서의 양들을 α - β 기준축으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_p}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m (-i_\alpha \sin \delta + i_\beta \cos \delta) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (-i_\alpha \lambda_\beta + i_\beta \lambda_\alpha) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

P : No. of poles

λ_α : Flux linkage of α axis

λ_β : Flux linkage of β axis

이때 a - b - c 기준축에서 α - β 기준축으로 변환하기 위한 변환행렬은 다음과 같다.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.2. 제안 알고리즘

α - β 기준축에서 고정자권선의 총 쇄교자속은

$$\lambda_s = \lambda_\alpha + j\lambda_\beta \quad (8)$$

여기서 $|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2}$ 로써,

$$\begin{aligned} \lambda_\alpha &= L_\alpha i_\alpha + \lambda_{ma} = L i_\alpha + \lambda_{m\alpha} \\ \lambda_\beta &= L_\beta i_\beta + \lambda_{m\beta} = L i_\beta + \lambda_{m\beta} \end{aligned} \quad (9)$$

이다. 여기서 $\lambda_{m\alpha}$ 및 $\lambda_{m\beta}$ 는 회전자자석에 의한 쇄교자속으로써, 회전자위치각의 함수이며, 추정된 위치로부터 구할 수 있다. 따라서 추정된 위치각과 측정된 전류로부터 $\hat{\lambda}_\alpha$ 및 $\hat{\lambda}_\beta$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_\alpha &= L_\alpha i_\alpha + \hat{\lambda}_{m\alpha}(\hat{\theta}_e) \\ \hat{\lambda}_\beta &= L_\beta i_\beta + \hat{\lambda}_{m\beta}(\hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (10)$$

또 이러한 자속성분은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} |\lambda_s| \cos(\theta_e - \theta_1) \\ \lambda_\beta &= \sqrt{\frac{3}{2}} |\lambda_s| \sin(\theta_e - \theta_1) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 θ_1 은 회전자위치각에 대한 자속의 위상편이를 나타낸다. 이 자속성분의 미분값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_\alpha}{dt} &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e |\lambda_s| \sin(\theta_e - \theta_1) \\ \frac{d\lambda_\beta}{dt} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e |\lambda_s| \cos(\theta_e - \theta_1) \end{aligned} \quad (12)$$

식(10)을 식(11)에 대입하면 다음식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\lambda}_\alpha}{dt} &= -\omega_e \hat{\lambda}_\beta \\ \frac{d\hat{\lambda}_\beta}{dt} &= \omega_e \hat{\lambda}_\alpha \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 추정된 자속의 미분값은 측정된 전류와 전압에 의해 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\lambda}_\alpha}{dt} &= v_\alpha - R_p i_\alpha \\ \frac{d\hat{\lambda}_\beta}{dt} &= v_\beta - R_p i_\beta \end{aligned} \quad (14)$$

따라서 속도는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\left(\frac{d\hat{\lambda}_\alpha}{dt}\right)^2 + \left(\frac{d\hat{\lambda}_\beta}{dt}\right)^2}}{\sqrt{\hat{\lambda}_\alpha^2 + \hat{\lambda}_\beta^2}} \quad (15)$$

추정된 속도로부터 회전자위치는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta}_e(0) + \hat{\omega}_e \cdot dt \quad (16)$$

부하를 포함한 전체구동시스템의 기계방정식은 다음과 같다.

$$\theta_m = \int \omega_m dt \quad (17)$$

$$\omega_e = P \omega_m \quad (18)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m \quad (19)$$

3. 실험결과

실험에 사용된 브러시리스 DC 전동기의 파라메터 값이 표 1에 나타나 있다.

Table. 1. The measured motor parameters

Winding resistance	3.981 [Ω]
Winding inductance	17.8 [mH]
Max. value of the flux linkage	0.0888 [Wb.t]
Number of poles	48 poles
Rated current	6.0 [A]
Rated Speed	100 [rpm]

그리고 실험을 위해 구성한 전체 구동시스템의 블록도가 그림 2에 나타나 있다.

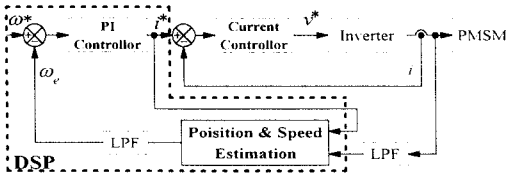


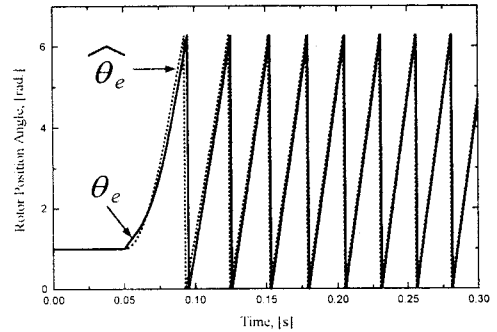
그림 2. 센서리스 구동시스템의 블록도

제어시스템은 모터전류를 검출하여 좌표 변환하는 좌표 변환부, Rotor의 위치를 추정하는 위치 추정부, 속도를 조절하는 속도 제어부, 인버터로 모터를 구동하는 모터 구동부로 구성되어 있으며 전류검출용 회로를 제외한 나머지 부분은 DSP내의 Software연산으로 처리하고 하고 있다. 그리고 전압은 고주파펄스열로 이루어져 있으므로 저역통과 필터를 하드웨어적으로 구성하여 측정하였으며, 추정된 속도 역시 DSP내부에서 소프트웨어적으로 저역통과 필터를 사용하였다. 고속연산을 위해 저가형 DSP인 TMS320F241을 사용하여 구현하였으며, 인버터는 기준전류 전류추종형 히스테리시스 제어기에 의해 구동된다.

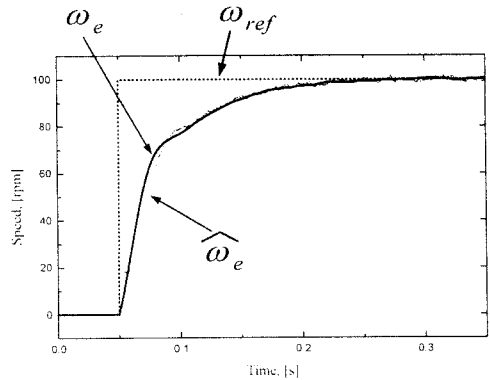
그림 3은 브러시리스 DC 전동기를 정지상태에서 기동시켜 정격속도인 100[rpm]까지 구동시킨 실험결과를 나타내고 있다. 이때 부하는 $T_L = 3$ [Nm]이고, 초기위치는 실제 위치 및 추정위치인 θ_e 및 $\hat{\theta}_e$ 가 1 [rad.]으로 같다고 가정하였다. 그림에서 알 수 있듯이 θ_e 와 $\hat{\theta}_e$ 는 거의 차이가 없음을 알 수 있으며, 전동기는 기준속도를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 그림 4는 제안된 알고리즘의 위치추정 성능을 나타내기 위해, 부하 및 기준속도가 같은

기동 조건에서 $\theta_e = 1$ [rad], $\hat{\theta}_e = 6$ [rad]인 경우의 위치 및 속도응답특성을 나타내고 있다. 실제 위치와 초기위치의 차가 5 [rad]이라는 것은 전기각으로 약 286° 에 해당하며, 이 경우 역시 우수한 위치추정특성을 나타내고 있다. 따라서 제안된 알고리즘은 초기위치의 오차에 관계없이 우수한 구동특성을 나타냄을 알 수 있다.

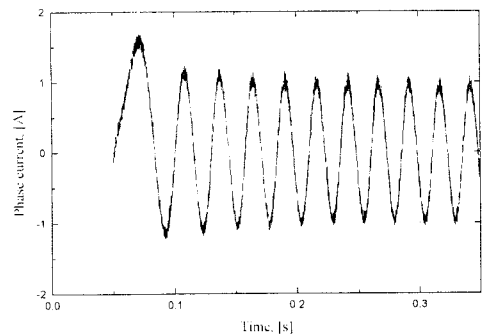
그림 5는 브러시리스 DC 전동기가 정격속도인 100 [rpm]에서 운전되고 있을 때, 부하를 3 [Nm]에서 5 [Nm]로 가변시켰을 경우의 위치 및 속도응답특성을 나타내고



(a) 위치 응답 특성

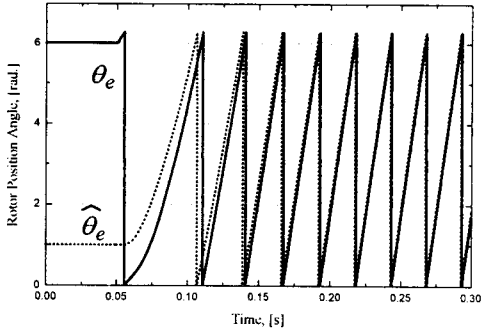


(b) 속도응답 특성

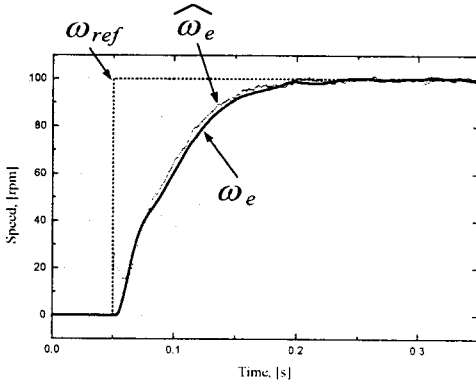


(c) 상전류 파형

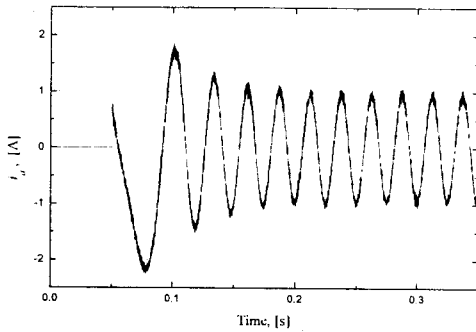
그림 3. 센서리스 구동시스템의 기동특성 ($\hat{\theta}_e = \theta_e = 1$ [rad] 일 때)



(a) 위치 응답 특성



(b) 속도응답 특성



(c) 상전류 파형

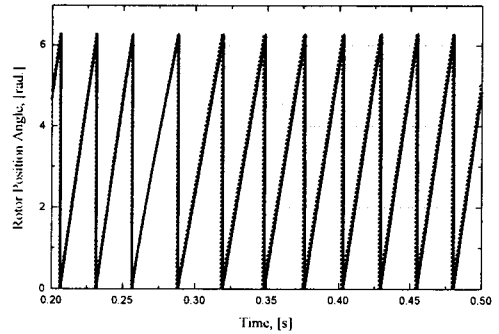
그림 4. 센서리스 구동시스템의 기본특성

($\hat{\theta}_e = 1 [rad]$, $\theta_e = 6 [rad]$ 일 때)

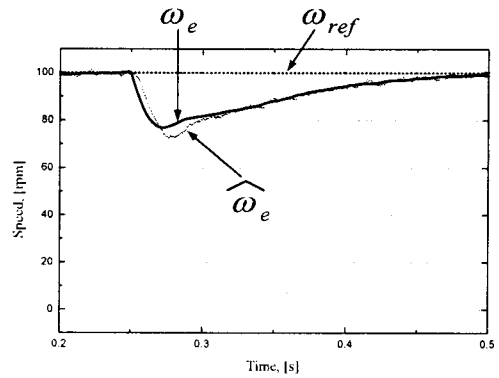
있다. 이 경우 역시 위치추종 특성은 우수함을 알 수 있다. 따라서 제안된 센서리스 구동 알고리즘은 원리가 간단하고 기동 및 가변부하에 대한 제어능력이 우수하여 실제 구동에 아주 유용할 것으로 생각된다.

4. 결론

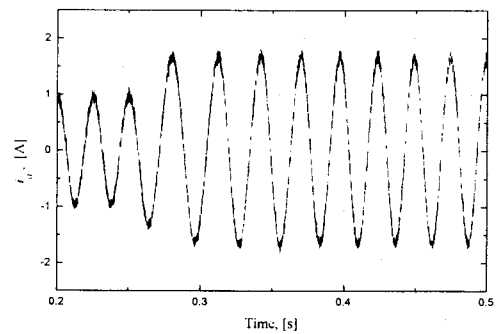
본 논문은 브러시리스 DC 모터 드라이브에서 위치센서를 제거하기 위해, 측정된 상전압 및 상전류로부터 쇄교자속과 쇄교자속의 미분값에 의해 속도를 구하고 이를 이용하여 위치를 추정하는 새로운 센서리스 구동방식을



(a) 위치 응답 특성



(b) 속도응답 특성



(c) 상전류 파형

그림 5. 제안된 센서리스 구동시스템의 부하가변 특성

제안하였다. 실험결과를 통해 제안된 알고리즘은 우수한 제어특성을 나타냄을 보였다.

참고문헌

- [1] K. Iizuka *et al*, "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, Vol. 21, No. 4, pp. 748-755, 1985.
- [2] D. Zendzian, "Sensorless Control of Brushless DC Motors Eliminating Commutation Sensor", *PCIM*, pp. 22-31, 1995.