

브러시리스 直流電動機의 파라미터 同定에 관한 研究

(A Study on the Parameter Identification of a Brushless DC Motor)

任永徹* · 曹京英** · 鄭榮國** · 金永民** · 張永學***

(Young-Choel Lim · Kyeong-Young Cho · Young-Gook Jung
Young-Min Kim · Young-Hak Chang)

요 약

本 論文에서는 마이크로컴퓨터를 이용하여 3相 및 2相 브러시리스 直流電動機의 파라미터를 同定하는 시스템을 개발하였다. 3相 및 2相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形으로부터 逆起電力 관계수식을 구하였다. 그리고 直流 서어보 電動機에서 적용된 Pasek의 條件式이 3相 및 2相 브러시리스 直流電動機에 있어서도 성립함을 입증하여 파라미터의 算出이 가능함을 밝혔다. 電機子電流曲線상의 雜音成分으로 인한 誤差를 제거하기 위해 디지털 平均法을 적용하였고, 파라미터 算出절차와 알고리즘을 프로그램함으로써 파라미터의 測定을 완전 자동화하였다. 그리고 제안된 방법으로 산출된 파라미터가 참 파라미터 인가를 확인하기 위해, 관계식에 대입하여 얻어진 계산된 電流曲線과 디지털 平均된 電流曲線을 비교한 결과, 잘 일치하였다.

Abstract

This paper describes an effort to develop a microcomputer-based parameter identification system for three phase and two phase brushless DC motor. Back EMF equation is derived from back EMF waveform of three phase and two phase brushless DC motor.

In this paper, a new identification algorithm for the brushless DC motor parameters by Pasek's technique is developed. It is found that Pasek's equation is valid for the brushless DC motor, too. The results obtained clearly shows that it is possible to implement the identification system for the determination of the brushless DC motor parameters. To minimize errors due to the ripple component in the measured armature current, digital averaging filter is employed. The whole identification process of signal generation, measuring, parameter determination is fully automated. The use of the proposed method in the parameter identification system shows that the averaged current curve is in excellent agreement with the estimated current curve. Therefore, this close agreement confirms the validity of this technique.

*正會員：全南大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

**正會員：全南大 大學院 電氣工學科 博士課程

***正會員：木浦大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博

接受日字：1993年 1月18日

1. 序 論

최근에 브러시리스 直流電動機가 산업용 로봇, NC공작기계, 음향기기 및 컴퓨터의 주변기기 등에 많이 사용되고 있다. 이러한 電動機의 정확한 모델링은 制御系를 解析하기 위해서 뿐만 아니라 電動機 驅動裝置의 設計時에도 매우 중요하다. 정확한 모델링을 하기 위해서는 電動機의 각종 파라미터를 정확하게 구할 수 있어야 한다.^{1)~4)} 그러나 종래의 電動機 파라미터 測定法은 電氣의 이고 機械인 분리된 별개의 測定으로 많은 時間과 번잡함을 수반하게 된다.^{5) 6)} 그래서 Pasek은 直流 서어보 電動機에 있어서 계단형의 電機子 電壓을 서어보 電動機에 인가함으로써 電流應答을 얻어 선형모델의 파라미터를 구하는 방법을 시도하였다.⁷⁾

그러나 브러시리스 直流電動機에 있어서는 분리된 별개의 測定法만 연구되어 왔으며, 이러한 방법은 여러단계의 測定을 수행해야 하고, 더욱이 慣性이 매우 적은 서어보 電動機의 경우 測定過程에서 測定된 파라미터에 변화를 주기 쉽다.⁸⁾ 따라서 파라미터의 算出이 불편할 뿐만 아니라 정확한 파라미터를 구하기가 어렵다. 그리고 브러시리스 直流電動機의 구동방식과 구조에 따라 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數와 토오크常數의 관계도 명확하지가 않다.

그러므로 本 論文에서는 브러시리스 直流電動機中 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機와 2相 全波 바이폴라 2 여자 驅動方式 브러시리스 直流電動機에서의 逆起電力波形으로부터 逆起電力常數값을 구하고, 토오크常數값과의 관계가 국제단위계 SI에서 같음을 입증하였다. 그리고, 直流서어보 電動機에서 적용된 Pasek의 條件式이 3相 및 2相 브러시리스 直流電動機에 있어서도 성립함을 입증하여 파라미터의 算出이 가능함을 밝혔다. 여러단계의 測定과 파라미터의 算出을 자동화하기 위하여 온 라인 測定 시스템을 설계하였다. 그리고 算出된 파라미터가 참 파라미터인가를 확인하기 위해 관계식에 대입하여 얻어진 계산된 電流曲線과 디지털 평균된 電流曲線이 매우 잘 일치하게 되었음을 제시하였다.

2. 브러시리스 直流電動機의 모델링

2.1 브러시리스 直流電動機의 等價回路

2.1.1 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機의 等價回路

일반적으로 3相 브러시리스 直流電動機는 전동기의 역기전력 파형이 사다리꼴형인 것과 정현파인 것으로 구분되고 있다. 역기전력이 정현파인 브러시리스 직류전동기는 정현파 구동에 의한 방법으로 이론적으로는 토오크리플이 0인 가장 우수한 방법이나, 홀소자의 출력편차, 코일의 위치, 정밀도 유지 등의 관점에서 고가가 되며, 소형 및 저가격화에 문제가 있다. 그러나, 역기전력이 사다리꼴형인 브러시리스 직류전동기는 구형과 정전류로 구동하여 일정 토오크를 얻을 수 있으며, 특히 소형 정밀 브러시리스 직류전동기용으로 적합하다. 그림 1은 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機(이하에서는 3相 브러시리스 直流電動機라고함)의 시스템이다. 矩形波 電流驅動方式에서는 그림 1과 같이 한 순간에 흐르는 電流는 3捲線 중 두 개의 捲線에 흐르게 되며 各 相의 저항(R_3)과 인덕턴스(L_3)를 2배한 것이 직류전동기의 저항(R_a), 인덕턴스(L_a)와 같게 되므로 등가저항, 등가인덕턴스라고 정의한다. 따라서 3相 브러시리스 直流電動機의 等價回路는 그림 3(b)와 같이 圖示되며, 他勵磁 直流電動機의 等價回路인 그림 3(a)와 같다.

2.1.2 2相 全波 바이폴라 2 여자 驅動方式 브러시리스 直流電動機의 等價回路

2相 全波 바이폴라 2 여자 驅動方式 브러시리스 直流電動機(이하에서는 2相 브러시리스 直流電動機라고함)의 시스템은 그림 2와 같다. 2相 브러시리스 直流電動機는 그림 2와 같이 한 순간에 흐르는 電流는 2捲線 중 1개의 捲線에 흐르게 되며, 各 相의 저항(R_2)과 인덕턴스(L_2)는 직류전동기의 저항(R_a), 인덕턴스 (L_a)와 같다. 따라서 2相 브러시리스 直流電動機의 等價回路는 그림 3(b)와 같이 圖示되며, 他勵磁 直流電動機의 等價回路인 그림 3(a)와 같다.

2.2 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數

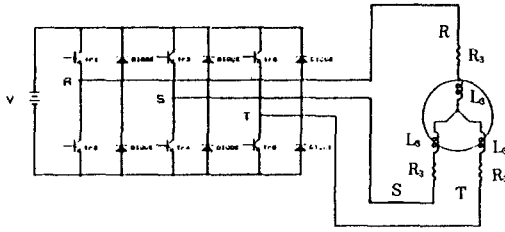


그림 1. 3상 브러시리스 直電動機의 回路圖
Fig. 1. Circuit diagram of three phase brushless DC motor.

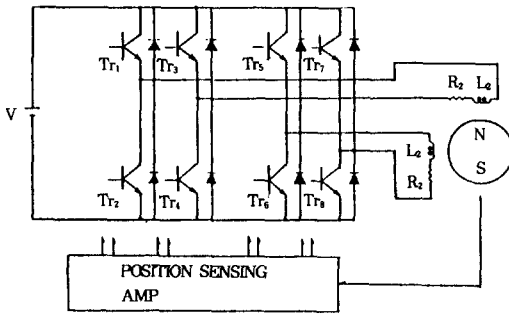
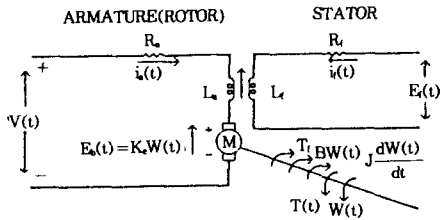
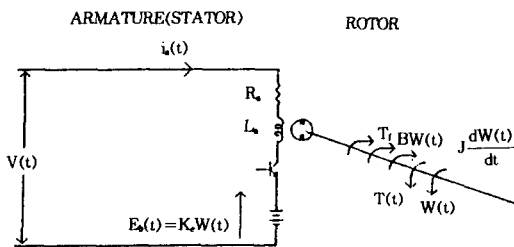


그림 2. 2상 브러시리스 直電動機의 回路圖
Fig. 2. Circuit diagram of two phase brushless DC motor.



(a) Separately excited DC motor.



(b) Brushless DC motor.

그림 3. 電動機의 等價回路圖
Fig. 3. Equivalent circuit diagram of motor.

브러시리스 直電動機에서는 국제단위계 SI에서 逆起電力常數 k_e 와 토크常數 k_t 는 같다고 정의한다.⁹⁾

2.2.1 3相 브러시리스 直電動機의 逆起電力常數

3相 矩形波 電流驅動 브러시리스 直電動機의 3捲線중 2선 단자에 걸리는 逆起電力은 이상적으로 사다리꼴과 波形이 되며, 各相에서 逆起電力이 평탄한 구간은 전기각으로 120° 이나 각 선간에서는 전기각으로 60° 가 된다. 逆起電力常數 k_e 는 1 krpm에서의 두단자에 걸리는 起電力으로 정의되므로 두선간에 걸리는 사다리꼴파의 최대치가 된다. 그러나 영구자석에서 발생하는 자속파형을 완전한 사다리꼴파로 만드는 것은 현실적으로 매우 어려움에 따라 쇄교자속을 사다리꼴파에 가깝게 하여 사용되고 있으나, 특히 소형의 경우 3相 브러시리스 直電動機의 逆起電力 波形은 사다리꼴파보다는 正弦波에 가까운 波形이 된다.¹⁰⁾ 따라서 通流區間 동안의 평균값을 逆起電力常數로 할 수 있다. 逆起電力의 파형이 正弦波에 가까운 파형이라면, 通流區間 60° 의 평균값 V_{AVE} 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{AVE} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_{PEAK} \sin \theta d\theta \quad [V] \quad (1)$$

따라서 逆起電力常數 k_e 는 다음식과 같다.

$$k_e = 0.954 V_{PEAK} \quad [V/K \text{ rpm}] \quad (2)$$

2.2.2 2相 브러시리스 直電動機의 逆起電力常數

2相 브러시리스 直電動機의 逆起電力 波形은 이상적으로 사다리꼴과 波形이 되며, 各相에서 逆起電力이 평탄한 구간은 전기각으로 90° 가 된다. 그러나 3相 브러시리스 直電動機와 마찬가지로 실제의 2相 브러시리스 直電動機의 逆起電力 波形은 正弦波에 가까운 波形이 된다. 그런데 이론적인 逆起電力 波形은 사다리꼴파이므로 실제의 逆起電力 波形과 중첩하여 그리면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 그림 4에서 실제의 逆起電力 波形이 正弦波인 경우 평탄한 구간 90° 사이를 나타내면 사선부분으로 되나, 이 구간의 평균값을 구하면 점선부분으로 표시되고 이론적인 逆起電力 波形과 같게 된다. 따라서 그림 4에서와

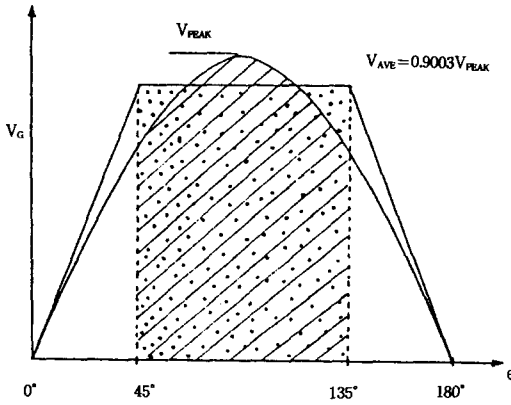


그림 4. 2상 브러시리스 直流電動機의 정현파 형상의 逆起電力波形

Fig. 4. Sinusoidal back EMF waveform of two phase brushless DC motor.

같이 평탄한 구간동안의 평균값을 逆起電力값으로 할 수 있다. 逆起電力의 파형이 그림 4와 같이 正弦波일 경우가 일반적이므로, 通流區間 90°의 평균값 V_{AVE} 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{AVE} = \frac{1}{\pi/2} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} V_{PEAK} \sin \theta d\theta \quad [V] \quad (3)$$

따라서 逆起電力常數 k_e 는 다음과 같다.

$$k_e = 0.9003 V_{PEAK} \quad [V/K \text{ rpm}] \quad (4)$$

2.3 브러시리스 直流電動機의 速度 및 直流曲線

3相 및 2相 브러시리스 直流電動機의 等價回路는 그림 3(b)와 같으므로, 그림 3(b)의 등가회로로부터 電動機의 모든 파라미터를 고려한 경우의 電壓方程式 및 機械的 平衡式은 다음과 같다.^{10)~12)}

$$V(t) - E_b(t) = R_a i_a(t) + L_a p[i_a(t)] \quad (5)$$

$$E_b(t) = k_e W(t) \quad (6)$$

$$T(t) = k_t i_a(t) \quad (7)$$

$$T(t) = J p[W(t)] + B W(t) + T_f \quad (8)$$

여기서, p 는 미분연산자 d/dt 이다.

브러시리스 直流電動機의 電機子에 계단 입력 전압을 가하면 電機子의 인덕턴스 때문에 電機子 電流는 급격히 변화하지 못한다. 그리고 일정한 크기의 축수마찰이 존재하므로 回轉子는 電機子 電流가 마찰 토크를 이기는 토크를 발생시킬 때까지 회전하지 못한다. 따라서 $i_a(t)$ 가 T_f/K_t 와

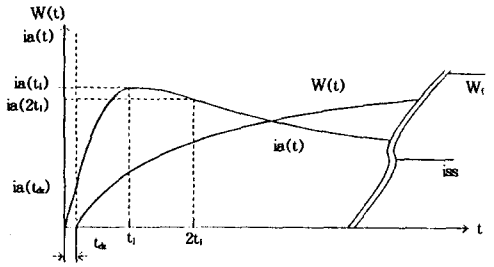


그림 5. 不感帶효과를 나타낸 電流와 速度曲線

Fig. 5. Current and velocity responses showing the deadzone effect.

같이 될 때까지 不感帶가 존재하게 되어 區間 線型으로 동작하게 된다. 이러한 경우의 電機子 電流와 速度曲線은 그림 5와 같다.

그림 3(a)와 같은 브러시리스 直流電動機에 있어서의 電流 및 速度의 解는 Lord에 의해 이미 유도되었다.¹³⁾ 그러므로 그림 3(b)와 같은 브러시리스 直流電動機에 있어서도 앞절에서 等價 直流電動機化 하였으므로 電機子電流와 速度의 解를 구하는데 있어서 Lord의 방법을 적용할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

2.3.1 不感帶 時間

그림 5에서 電機子 $i_a(t) = T_f/K_t$ 가 될 때까지 회전하지 못하므로 速度가 0이 되어 逆起電力이 발생하지 않기 때문에 식(5)로부터 다음의 관계가 성립한다.

$$t_d = \tau_a \ln(1/K') \quad (9)$$

단, $K' = 1 - T_f/K_t \cdot I_x$ 이다.

2.3.2 不感帶의 速度 및 電流 ($0 < t < t_d$)

不感帶에서 速度 및 電流는 다음의 관계가 성립한다.

$$W(t) = 0 \quad (10)$$

$$i_a(t) = I_x(1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (11)$$

2.3.3 不感帶 이후의 速度 및 電流 ($t_d < t$)

식 (5)~(8)로부터 不感帶 이후의 速度 및 電流를 不足制動의 경우, 臨界制動의 경우, 過制動의 경우에 대해서 구하면 다음과 같다.

가) 過制動 速度 및 電流 ($C_1^2 > 4C_2$)

$$W(t) = W_f \left[1 + \frac{\Gamma_4}{\Gamma_3 - \Gamma_4} e^{\Gamma_3(t-t_d)} - \frac{\Gamma_3}{\Gamma_3 - \Gamma_4} e^{\Gamma_4(t-t_d)} \right] \quad (12)$$

$$i_a(t) = I_x \left[1 - KK' + \frac{K'}{\Gamma_3 - \Gamma_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + \Gamma_4 - \Gamma_4 K \right) e^{\Gamma_3(t-t_d)} \right]$$

$$-\frac{K'}{r_3-r_1} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{\alpha(t-t_{db})} \quad (13)$$

나) 不足制動의 速度 및 電流 ($C_1^2 < 4C_2$)

$$W(t) = W_i \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{\alpha(t-t_{db})} \cos [b_1(t-t_{db}) + \theta]}{b_1} \right] \quad (14)$$

$$i_a(t) = I_x \left\{ 1 - K' + \frac{K'}{\tau_a b_1} e^{\alpha(t-t_{db})} \sin [b_1(t-t_{db})] + K'(1-K) \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{\alpha(t-t_{db})} \cos [b_1(t-t_{db}) + \theta]}{b_1} \right] \right\} \quad (15)$$

다) 臨界制動의 速度 및 電流 ($C_1^2 = 4C_2$)

$$W(t) = W_i \left[1 - e^{\alpha(t-t_{db})} + r(t-t_{db}) e^{\alpha(t-t_{db})} \right] \quad (16)$$

$$i_a(t) = I_x \left\{ 1 - KK' + K' [K - 1 + (t-t_{db}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right)] e^{\alpha(t-t_{db})} \right\} \quad (17)$$

3. Pasek의 條件式

Pasek은 점성마찰과 축수마찰을 무시한 경우의 브러시리스 直流電動機 모델에 계단형의 電機子 電壓을 인가하므로써 直流應答를 얻고, 그 直流應答曲線으로부터 식(18)과 같은 條件式을 제시하여 선형모델의 파라미터 算出이 가능함을 제시하였다.⁷⁾

$$i_a(2t_1)/i_a(t_1) = i_a(t_1)/I_x \quad (18)$$

그러므로 브러시리스 直流電動機에서 Pasek의 條件式이 성립하는가를 조사하기 위하여 $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_x$ 를 계산하여 圖示하면 그림 6과 같다. 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이 이것이 거의 0에 접근하므로 식(18)이 성립된다. 즉 브러시리스 直流電動機에 있어서도 Pasek의 條件式은 성립한다. 따라서 브러시리스 直流電動機에 계단형전압을 인가하여 電流應答를 얻어 그 電流應答曲線으로부터 파라미터의 算出이 가능함을 알 수 있다.

4. 파라미터의 算出 알고리즘

파라미터 算出에 필요한 값을 구하기 위해 $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 대 τ_m/τ_a 曲線과 t_1/τ_a 대 τ_m/τ_a 曲線을 圖示하여서, 이 곡선으로부터 電機子 時定數와 機

械的 時定數를 구할 수 있으나, 이 방법으로는 自動化가 불가능하고 目視誤差가 존재하므로 精確성을 높이고 自動化가 가능하도록 하기 위하여 數值解析的인 방법으로 電機子 時定數와 機械的 時定數를 구할 수 있는 알고리즘을 제시한다. 여기서 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$, t_1 , K , K' 는 測定 또는 計算에 의해 알고 있는 것으로 가정한다.

4.1 過制動인 경우

식(13)에 $t=t_1$ 을 대입한 후에 미분하여 0으로 놓고 t_1 을 구하고, 記號說明에 있는 관계식을 대입하고 정리하면 다음의 관계가 성립한다.

$$t_1/\tau_a = f(\tau_m/\tau_a) \quad (19)$$

t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다.

그리고 식 (13)에 $t=t_1$, $t=2t_1$ 을 대입하면 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = f(\tau_m/\tau_a) \quad (20)$$

$$i_a(2t_1) = f(\tau_m/\tau_a) \quad (21)$$

$i_a(t_1)$ 과 $i_a(2t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로서, $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_a(2t_1)/i_a(t_1) = f(\tau_m/\tau_a) \quad (22)$$

그런데 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$ 는 알 수 있으므로 식(22)로부터 τ_m/τ_a 은 수치적인 방법으로 구할 수 있다. 식(22)에서 구해진 τ_m/τ_a 를 식(19)에 대입하여 t_1/τ_a 를 구한다. 따라서 측정으로 얻어진 t_1 은

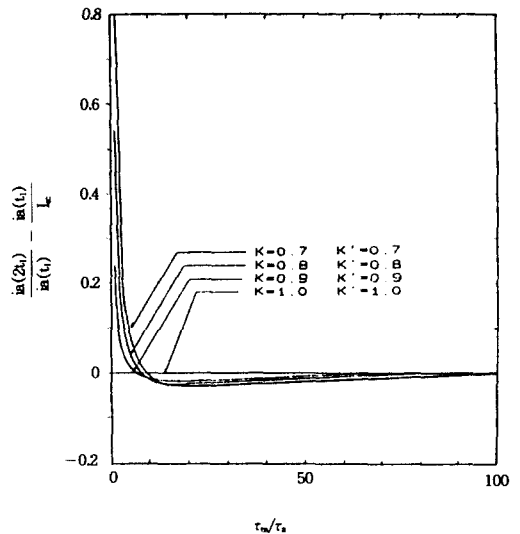


그림 6. τ_m/τ_a 대 $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_x$ 의 그래프
Fig. 6. Graph of τ_m/τ_a vs $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_x$

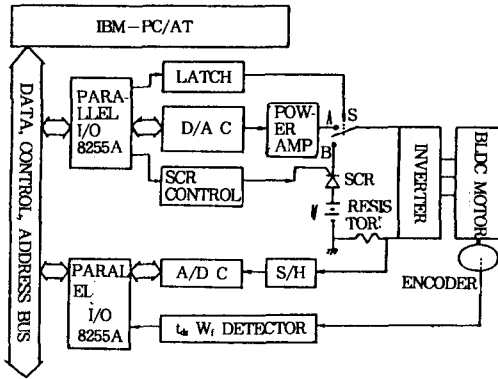


그림 7. 온라인 측정시스템의 블럭선도
Fig. 7. Block diagram of on-line measurement system.

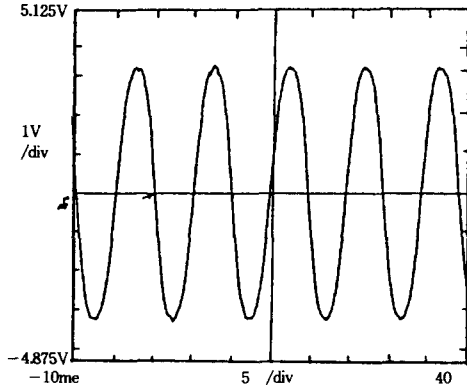


그림 8. 2상 브러시리스 直流電動機의 측정된 逆起電力波形
Fig. 8. Measured back EMF waveform of two phase brushless DC motor.

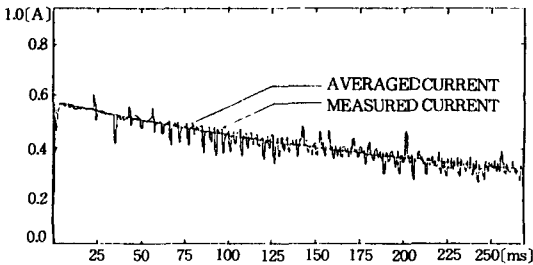


그림 9. 3상 브러시리스 直流電動機의 平均한 電流應答曲線과 平均하지 않은 應答曲線과의 비교
Fig. 9. Comparison of digital averaged current response with non-averaged current response of three phase brushless DC motor.

알 수 있는 값이므로 電機子 時定數 τ_a 를 구할 수 있다. 구해진 τ_a 와 식(22)에서 τ_m/τ_a 은 알 수 있는 값이므로 機械의 時定數 τ_m 을 구할 수 있다.

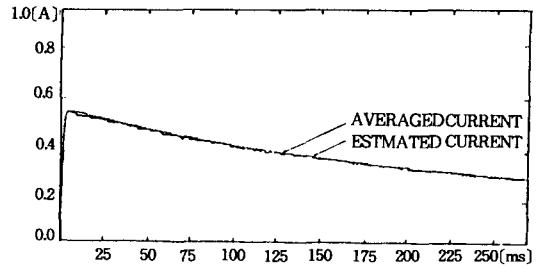


그림 10. 3상 브러시리스 直流電動機의 계산된 電流曲線과 平均된 電流曲線
Fig. 10. Responses of estimated current and digital averaged current of three phase brushless DC motor.

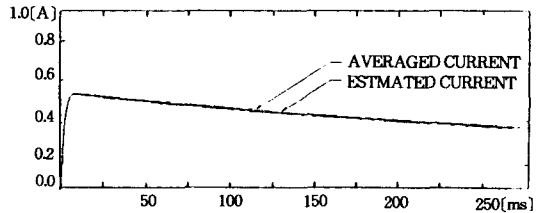


그림 11. 2상 브러시리스 直流電動機의 계산된 電流曲線과 平均된 電流曲線
Fig. 11. Responses of estimated current and digital averaged current of two phase brushless DC motor.

4.2 不足制動인 경우와 臨界制御인 경우

過制動인 경우와 같이 t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다. 또한, 過制動인 경우와 같이 $i_a(t_1)$ 과 $i_a(2t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로 나타내므로, $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다. 따라서 電機子 時定數 τ_a 와 機械의 時定數 τ_m 을 구할 수 있다.

5. 시스템의 構成

測定時의 目誤差를 제거하고 測定節次를 自動化하기 위하여 IBM-PC/AT를 이용하여 온라인 시스템을 構成하였다. 그 시스템의 블럭선도는 그림 7과 같다.

5.1 逆起電力常數 및 토크常數의 測定

逆起電力常數를 測定하기 위해서는 브러시리스 直流電動機를 外力에 의해 回轉子의 回轉速度가 1Rrpm이 되도록 한다. 그때의 逆起電力을 測定하면 逆起電力 常數는 $(0.9 \sim 0.99)V_{PEAK}$ 가 된다. 또한, 토크常數 K_t 를 測定하기 위하여 토크 측정기로부터 토크-전류 특성곡선을 구하여 토크常數 K_t 를 구한다.

5.2 不感帶 電流檢出 및 電機子 電流檢出

不感帶 電流를 검출하기 위하여 그림 7의 스위치 S를 A점점으로 접속시키고 D/A C를 통해 印加電壓을 점차 증가시키면, 電機子 電流에 의해 발생된 토크가 摩擦 토크를 이기고 회전하기 시작한다. 이때 회전하기 시작하는 순간을 엔코더를 통해, 그 순간을 그림 7의 t_{db} 感知回路가 感知한다. 이 회전하기 시작하는 순간의 電機子 電流가 不感帶 電流 $i_a(t_{db})$ 가 된다. 그림 7의 스위치 S를 B점점으로 접속한후에 SCR에 트리거를 가하므로써, 脈動이 없는 階段 電壓을 인가하며, 階段 電壓을 인가한 後 A/D C를 통해 電機子 電流를 測定한다.

6. 實驗 結果 및 考察

6.1 브러시리스 直流通動機의 逆起電力常數와 토크常數 관계

6.1.1 3相 브러시리스 直流通動機의 경우

3相 브러시리스 시험용 電動機로서는 K-서보 電動機의 3相 브러시리스 直流通動機[DDV5-33]를 사용하였다. 直流通動機에 의해 1Krpm速度로 회전시킨 후 3相 브러시리스 直流通動機에서 얻어진 逆起電力은 이론적으로 R, S 양단에서 電氣角 60° 사이에서 평탄한 逆起電力이 얻어져야 하나, 실제에는 正弦波와 유사한 逆起電力 電壓波形을 얻었다. 이때 오실로스코프상에서 V_{PEAK} 는 3.51[V]였다. 따라서 電氣角 60° 구간의 평균값을 실제의 逆起電力 電壓값으로 택하여야 한다. 그 구간의 평균값을 구하면 $V_{AVE}=0.954 V_{PEAK}$ 가 되므로 逆起電力常數는 다음과 같이 된다.¹⁰⁾

$$K_e=0.954 V_{peak}[V/K rpm] \tag{23}$$

逆起電力常數는 $K_e=0.032[V sec/rad]$ 가 되며, 또한 토크測定器에 의해 測定된 토크常數 K_t 는 0.032[N-m/A]이므로, 국제단위계에서 $K_e=K_t$ 임을 확인할 수 있었다.

6.1.2 2相 브러시리스 直流通動機의 경우

2相 브러시리스 시험용 電動機로서는 三協(SANKYO) 電動機의 2相 전파 브러시리스 直流通動機[E-20EL11]를 사용하였다. 2相 全波 브러시리스 直流通動機에서 얻어진 逆起電力은 그

림 8과 같이 얻어졌다. 이론적으로는 권선양단에서 電氣角 90° 사이에서 평탄한 逆起電力이 얻어져야 하나, 실제에는 正弦波와 유사한 逆起電力 電壓波形을 얻었다. 이때 오실로스코프상에서 V_{PEAK} 는 3.4[V]였다. 따라서 그림 4와 같이 電氣角 90° 구간이 평균값을 실제의 逆起電力 電壓값으로 택하여야 한다. 그 구간의 평균값을 구하면 $V_{AVE}=0.9003 V_{PEAK}$ 가 되므로 逆起電力常數는 다음과 같이 된다.

$$K_e=0.9003 V_{peak}[V/K rpm] \tag{24}$$

逆起電力常數는 $K_e=0.03[V sec/rad]$ 가 되며, 또한 토크測定器에 의해 測定된 토크常數 K_t 는 0.03[N-m/A]이므로, 국제단위계에서 $K_e=K_t$ 임을 확인할 수 있었다.

6.2 3相 브러시리스 直流通動機의 파라미터의 算出

6.2.1 3相 브러시리스 直流通動機의 경우

定格電壓으로 段階入力を 電機子 捲線에 印加하였을 때 測定된 電流 應答를 그림 9와 같이 얻었다. 그림 9는 測定된 電流 應答 曲線과 디지털 平均한 電流應答曲線을 나타냈다. 그림 9에서 測定된 電流 應答 曲線은 脈動에 매우 심한 것을 알 수 있다. 그리고 디지털 平均한 電流應答曲線은 상당히 脈動이 제거되어 만족할만한 결과를 얻을 수 있었으며, 디지털 平均한 電流 應答曲線과 디지털 平均하지 않은 曲線의 偏差를 平均한 값이 0에 가까운 것을 알 수 있다.

디지털 平均法을 이용한 應答 曲線으로부터 각종 測定值들을 마이크로 컴퓨터로 感知하여 구한 후, 그 測定值들을 파라미터 算出 프로그램에 入力시킨 결과 表 1과 같은 파라미터를 얻을 수 있었다. 마이크로 컴퓨터로 산출된 파라미터가 참 파라미터인가를 확인하기 위해 관계식에 대입하여 電流曲線을 구하여서 디지털 平均된 전류곡선과 비교하면 그림 10과 같이 두 곡선은 매우 잘 일치하게 된다. 따라서 이때 얻어진 파라미터는 전동기 파라미터의 참값임을 확인할 수 있었다. 또한 역기전력파형으로부터 얻어진 역기전력상수 K_e 와 산출된 역기전력상수가 같은 값을 확인할 수 있었고, 측정된 토크상수 K_t 와 산출된

表 1. 3相 브러시리스 直流電動機의 파라미터

Table 1. Parameters of Three Phase Brnshless DC Motor

parameter	value	parameter	value
τ_a	0.593[msec]	J	1.40×10^{-9} [Nmsec ²]
τ_m	237.084[msec]	B	3.91×10^{-6} [Nmsec]
τ_b	3573.573[msec]	T_f	5.67×10^{-3} [Nm]
I_c	0.561[A]	t_d	221.724[usec]
R_s	9.417[ohm]	K_e	0.032[Vsec/rad]
L_s	5.285[mH]	T_o	6.45×10^{-3} [Nm]
K_t	0.032[Nm/A]	T_{peak}	1.81×10^{-2} [Nm]

表 2. 2相 브러시리스 直流電動機의 파라미터

Table 2. Parameters of Two Phase Brnshless DC Motor

parameter	value	parameter	value
τ_a	0.823[msec]	J	8.39×10^{-6} [Nmsec ²]
τ_m	179.472[msec]	B	9.10×10^{-6} [Nmsec]
τ_b	921.865[msec]	T_f	5.55×10^{-3} [Nm]
I_c	0.553[A]	t_d	348.786[usec]
R_s	18.081[ohm]	K_e	0.03[Vsec/rad]
L_s	14.886[mH]	T_o	7.27×10^{-3} [Nm]
K_t	0.03[Nm/A]	T_{peak}	1.58×10^{-2} [Nm]

토크상수가 같은 값을 확인할 수 있었다.

6.2.2 2相 브러시리스 直流電動機의 경우 마이크로 컴퓨터로 산출된 파라미터를 관계식에 대입하여 電流曲線을 구하여 평균된 전류와 비교하면 그림 11과 같이 매우 잘 일치하게 된다. 이때 얻어진 파라미터는 表 2와 같으며 전동기 파라미터의 참값이 된다.

이와 같이 本 論文에서 제시된 방법은 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機 및 2相 全波 바이폴라 2여자방식 브러시리스 直流電動機에 있어서 매우 정확하게 파라미터를 算出할 수 있는 편리한 방법임을 증명할 수 있었다.

8. 結 論

브러시리스 直流電動機의 파라미터 測定에 관한 研究 結果 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

1. 3相 矩形波 直流驅動型 브러시리스 直流電動機 및 2相 全波 바이폴라 2여자방식 브러시리스 直流電動機를 브러시리스 直流電動機와 등가로 모델링하였으며, Pasek의 조건식이 성립하

로 계단형의 電機子 電壓에 대한 電流應答曲線으로 부터 파라미터를 算出하는 방법이 적용 가능함을 입증하였다.

2. 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形은 正弦波波形이 일반적인 것을 알 수 있었고, 正弦波 逆起電力일 때는 $K_e=0.954 V_{PEAK}[V/Krpm]$ 가 됨을 알 수 있었다. 또한 本 論文에서 정의한 3相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數와 토크常數는 국제단위계로 표현하면 같다는 것을 實驗으로 입증하였다.

3. 2相 全波 바이폴라 2여자방식 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形은 正弦波波形이 일반적인 것을 알 수 있었고, 正弦波 逆起電力 일 때는 $K_e=0.9003 V_{PEAK}[V/Krpm]$ 가 됨을 알 수 있었다. 또한 本 論文에서 정의한 2相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數와 토크常數는 국제단위계로 표현하면 같다는 것을 實驗으로 입증하였다.

4. 디지털 平均法을 이용하여 電流 應答 曲線의 成分을 제거함으로써 直視 誤差를 방지하여 비교적 정확한 파라미터를 測定할 수 있었다. 그리고 마이크로 컴퓨터를 이용하여 온 라인 測定 시스템을 구성하고 파라미터를 算出하기 위한 모든 절차와 과정을 C언어로 프로그래밍함으로써 파라미터 測定을 완전 自動化할 수 있었다.

5. 實測한 電流 曲線과 계산된 電流 應答曲線이 일치되므로 구해진 파라미터가 정확한 값을 확인할 수 있었다. 또한 역기전력파형으로부터 얻어진 역기전력상수 K_e 와 산출된 역기전력상수가 같은 값을 확인할 수 있었고, 측정된 토크상수 K_t 와 산출된 토크상수가 같은 값을 확인할 수 있었다.

이 論文은 1991年度 教育部 支援 韓國學術振興財團의 自由公募 課題 學術研究 助成費에 의하여 研究되었음.

參 考 文 獻

- 1) Robert H. Comstock, "Trends in Brushless PM Driver And Motor Technology Overview", MOTOR-CON, pp.1 ~15, 1986.

- 2) Alan K. Wallace, Rene Spee, "The Effects of Motor Parameters on The Performance of Brushless DC Drives", IEEE Trans. PE, VOL.5, pp.2~8, 1990
- 3) 임영철, 천희영, 박귀태, 장영학, "PC를 이용한 直流서어보 電動機의 파라미터 측정의 자동화에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 Vol.38, No.9, pp.710~723, 1989.
- 4) Y. C. Lim, H. Y. Chun, G.T. Park, Y. H. Jang, K. Y. Cho, "The Microcomputer-Based System for Automatic Parameter Measurement of DC Servomotor", International Conference on Automation, Robotics and Computer Vision, Singapore, pp.222~226, 1990.
- 5) Hopkins, DC Motors, Speed Controls, Servo Systems Hand Book, 4thed., MN ; Electro Craft Corp., 1978. p.120.
- 6) R. A. Schulz, "A Frequency Response Method for Determining The Parameters of High Performance DC motor", IEEE Trans, IE, VOL IE-30, pp.39~42, 1983.
- 7) E. Pasek, "Novy Zpusob Urcent Zakaladnich Dynamickyh Parametru Stejnosermerno Motoru", Elektrotech obz, VOL.51, pp.109~114, 1962.
- 8) 倉橋 滿, "ブラシレス 直流 サーボ モータ의 測定", Motortech Japan, 86'小形 모타 技術 シンポジウム, pp.A1-2-1~12, 1986.
- 9) B. C. Kuo, Automatic Control System, 6th ed., Englewood cliffs ; Prentic-Hall Inc., 1991, pp.170~182.
- 10) Y. C. Lim, Y. H. Chang, J. K. Park, K. Y. Cho, Y. G. Jung, "Time-Domain Identification of Brushless DC motor Parameters", IEEE ISIE, Xian, China, pp.593~597, 25~29 May 1992.
- 11) 竹村芳博, "ブラシレス 모타의 選擇 使用上のポイント", 精密小形 모타 總合資料集 Vol.2, 總合電子리사-치, pp.333~343, 1982.
- 12) W. Wyss, "AC SERVO DRIVES", EPE Aachen 1989, pp. 1061~1066.
- 13) W. Lord, J. H. Hwang, "DC Servomotors Modeling And Parameter Determination", IEEE Trans. IA, VOL. IA-13, pp.234~243, 1977.

附 錄

A. 過制動인 경우

식(13)에 $t=t_1$ 을 대입한 後에 미분하여 0으로 놓고 t_1 을 구하고, 記號說明에 있는 관계식을 대입하고 정리하면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{t_1}{\tau_a} = \frac{\ln \left[\frac{1 + \frac{K}{1-K} (\tau_m/\tau_a) [-1/2(1 + \frac{1-K}{K \tau_m/\tau_a}) - \tau_a b_2]}{1 + \frac{K}{1-K} (\tau_m/\tau_a) [-1/2(1 + \frac{1-K}{K \tau_m/\tau_a}) + \tau_a b_2]} \right]}{2\tau_a b_2} + \frac{t_a}{\tau_a} \quad (A1)$$

여기서

$$\tau_a b_2 = \frac{1}{K(\tau_m/\tau_a)} \sqrt{-K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + 1/4\{K^2(\frac{\tau_m}{\tau_a})^2 + 2K(1-K)(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + (1-K)^2\}} \quad (A2)$$

이다.

따라서 식(A2)는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현되므로 식(A1)에 대입하면, t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다.

그리고 식(13)에 $t=t_1$ 을 대입하면 $i_a(t_1)$ 은 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = I_{ac} [1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) e^{\alpha(1-t_1)} - \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) e^{\alpha(1-t_1)}] \quad (A3)$$

식 (13)에 $t=2t_1$ 을 대입하면 $i_a(2t_1)$ 은 다음과 같다.

$$i_a(2t_1) = I_{ac} [1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) e^{\alpha(2t_1-t_1)} - \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) e^{\alpha(2t_1-t_1)}] \quad (A4)$$

여기서,

$$q_2 = \sqrt{-K(\tau_m/\tau_a) + 1/4\{K^2(\tau_m/\tau_a)^2 + 2K(1-K)(\tau_m/\tau_a) + (1-K)^2\}} \quad (A5)$$

$$\frac{1}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) = \frac{1}{2q_2} [(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + \frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) - 2q_2\} (1-K)] \quad (A6)$$

$$\frac{1}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) = \frac{1}{2q_2} [K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + \frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + 2q_2\} (1-K)] \quad (A7)$$

$$r_3(t_1 - t_a) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} + q_2] \left[\frac{1}{2q_2} \ln \left\{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right] \quad (A8)$$

$$r_4(t_1 - t_a) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} - q_2] \left[\frac{1}{2q_2} \ln \left\{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right] \quad (A9)$$

$$r_3(2t_1 - t_a) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} + q_2]$$

$$\left[\frac{1}{\alpha_2} \ln \left\{ \frac{2+K^2(\tau_m/\tau_a)+K(1-K)+2\alpha_2 K}{2+K^2(\tau_m/\tau_a)+K(1-K)-2\alpha_2 K} \right\} + \ln \left(\frac{1}{K'} \right) \right] \quad (A10)$$

$$r_i(2t_i - t_d) = \left[\frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} - \alpha_2 \right] \left[\frac{1}{\alpha_2} \ln \left\{ \frac{2+K^2(\tau_m/\tau_a)+K(1-K)+2\alpha_2 K}{2+K^2(\tau_m/\tau_a)+K(1-K)-2\alpha_2 K} \right\} + \ln \left(\frac{1}{K'} \right) \right] \quad (A11)$$

따라서 식(A5)~(A11)은 τ_m/τ_a 의 函數로 표현되므로 식(A3), (A4)에 대입하면 $i_a(t_i)$ 과 $i_a(2t_i)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로서, $i_a(2t_i)/i_a(t_i)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{i_a(2t_i)}{i_a(t_i)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (A12)$$

그런데 $i_a(t_i)$, $i_a(2t_i)$, K , K' 는 알 수 있으므로 식(A12)로부터 (τ_m/τ_a) 를 식(A1)에 대입하면 t_i/τ_a 를 구한다.

따라서 측정으로 얻어진 t_i 은 알 수 있는 값이므로 電機子 時定數 τ_a 를 구할 수 있다. 구해진 τ_a 와 식(A12)에서 τ_m/τ_a 은 알 수 있는 값이므로 機械的 時定 τ_m 을 구할 수 있다.

記號說明

$i_a(t_d) = T_i/K_i$: Armature current at $t=t_d$ required to begin rotation

$I_{sc} = V/R_a$: Locked rotor or short circuit armature current

$I_{ss} = I_{sc}(1 - KK')$: Steady rotor or short circuit armature current

$t_d = \tau_a \log(1/K')$: Deadzone time

$K = \tau_a/(\tau_b + \tau_m)$: Damping factor

$K' = 1 - i_a(t_d)/I_{sc}$: Friction factor

$C_1 = 1/\tau_a + 1/\tau_b$

$C_2 = 1/(\tau_a \tau_b) + 1/(\tau_a \tau_m)$

$C = r = -0.5C_1 = \frac{K-1-(\tau_m/\tau_a)K}{2\tau_a(\tau_m/\tau_a)K}$

$b_1 = \sqrt{C_2 - 0.25C_1^2}$

$b_2 = \sqrt{0.25C_1^2 - C_2}$

$\theta = \tan^{-1}(c/b_1)$

$r_3 = -C_1/2 + \sqrt{C_1^2/4 - C_2}$

$r_4 = -C_1/2 - \sqrt{C_1^2/4 - C_2}$