

三相 브러시리스 直流電動機의 파라미터 測定에 관한 研究

A Study on the Parameter Measurement of Three Phase Brushless DC Motor

任永徹* · 張永學** · 曹京英*** · 鄭榮國***

(Young-Choel Lim · Young-Hak Chang · Kyeung-Young Cho · Young-Gook Jung)

요 약

本 論文에서는 마이크로컴퓨터를 이용하여 3相 브러시리스 直流電動機의 파라미터를 測定하는 시스템을 개발하였다. 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形으로부터 逆起電力 관계수식을 구하였다. 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 완전자동화하였다. 실측한 電流 曲線과 계산된 電流曲線을 일치시키기 위하여, 不感帶 電流値와 尖頭値 時間을 이용한 파라미터 補正 알고리즘을 제안하여 본 測定方法의 타당성을 입증할 수 있었다.

Abstract

This paper describes an effort to develop a microcomputer-based parameter measurement system for a brushless DC motor. Back EMF equation is derived from back EMF waveform of a brushless DC motor. 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. A new identification algorithm for the brushless DC motor parameters is developed. New parameter correction method is proposed using the deadzone current and the time to reach the peak current. In the proposed correction method, the measured current is in excellent agreement with the estimated current.

*正會員：全南大學校 電氣工學科 副教授 · 工博

**正會員：木浦大學校 電氣工學科 專任講師 · 工博

***正會員：全南大學校 電氣工學科 博士課程

接受日字：1991年 2月 1日

1. 序 論

최근에 브러시리스 直流電動機가 산업용 로 보트, NC 공작기계, VTR 및 전자계산기의 주변장치등의 기기에 많이 사용되고 있다. 그리고 현대 제어 이론을 이용한 이 電動機의 제어 기술도 발달하여 그 이용은 날로 급증하고 있는 실정이다.^{1~3)} 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.^{4~7)}

그러나 종래의 電動機 파라미터 測定法은 電機的이고 機械的인 분리된 별개의 測定으로 많은 時間과 번잡함을 수반하게 된다.^{8~9)} 그리고 대부분의 制御系는 인가되는 制御 電壓이 계단적으로 변화하는 경우가 많으므로 靜的狀態에서 행하여진 測定值들은 動的 應答을 해석하는 경우 誤差를 유발하게 된다. 그래서 Pasek은 直流電動機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.¹⁰⁾

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.¹¹⁾ 따라서 파라미터의 算出이 불편할 뿐만 아니라 정확한 파라미터를 구하기가 어렵다. 그리고 브러시리스 直流電動機의 구동 방식과 구조에 따라 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數와 토크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에서는 逆起電力波形으로부터 逆起電力常數값을 구하고, 토크常數값과의 관계가 국제단위계 SI에서 같음을 입증하였다. 또한 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數에 관한 式을 제시하였다. 그

리고, 直流電動機에서 적용된 Pasek의 條件式이 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機에 있어서도 성립함을 입증하여 파라미터의 算出이 가능함을 밝혔다.

또한, 電機子 時定數와 機械的 時定數를 수치적 방법으로 구할 수 있는 관련수식을 유도하여, 정확히 각종 파라미터를 구하는 算出 節次를 제시하였다. 여러단계의 測定과 파라미터의 算出을 자동화하기 위하여 온 라인 測定 시스템을 설계하였다. 그리고 구해진 파라미터를 電流曲線式에 대입하여 計算된 電流應答曲線과 實測된 電流應答曲線을 비교하여 그 誤差를 없애도록 파라미터를 補正하는 알고리즘을 제시하였다.

2. 3相 브러시리스 直流電動機의 모델링

2.1 3相 브러시리스 直流電動機의 等價回路

直流電動機가 회전하기 위해서는 브러시와 整流子가 고속으로 摺動하여 整流作用을 하게 된다. 그렇기 때문에 브러시와 整流子의 마모가 있게 되고 이로 인하여 현저하게 電動機의 수명을 감소시킨다. 그래서 이와같은 결점을 개선하기 위해 고안된 것이 3相 브러시리스 直流電動機이다. 이러한 3相 브러시리스 直流電動機의 시스템은 그림 1과 같다.

그림 2(a)는 他勵磁 直流電動機의 等價回路圖이다. 3相 브러시리스 直流電動機의 速度-토크 特性은 브러시있는 直流電動機의 速度-토크 特性和 비슷하다. 矩形波 電流驅動

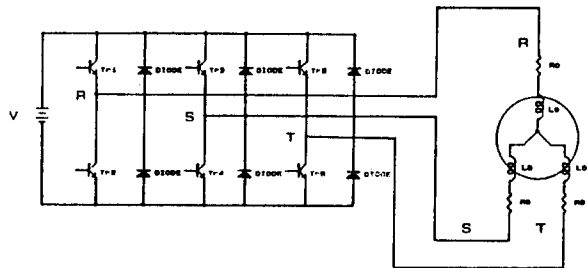


그림 1. 3상 브러시리스 直流電動機의 回路圖
Fig. 1. Circuit diagram of three phase brushless DC motor.

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_o)과 인덕턴스(L_o)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 2(b)와 같이 他勵磁 直流電動機의 等價回路와 같고, 電動機의 모든 파라미터를 고려한 경우의 電壓方程式 및 機械的 平衡式은 다음과 같다.

$$V(t) - E_b(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad \dots\dots(1)$$

$$E_b(t) = K_e W(t) \quad \dots\dots(2)$$

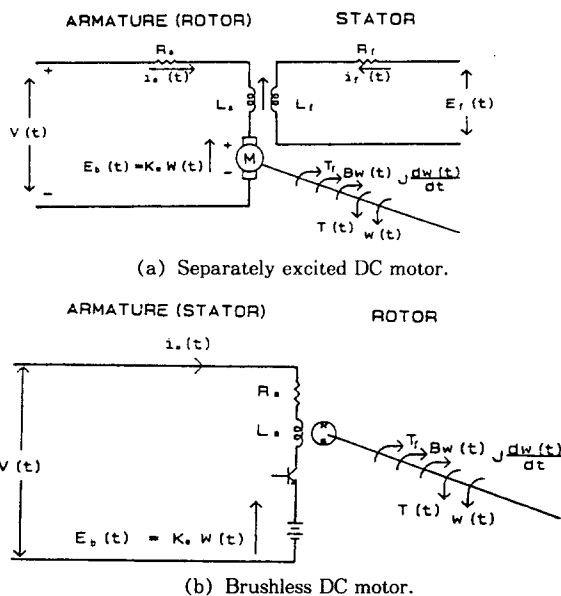
$$T(t) = K_t i_a(t) \quad \dots\dots(3)$$

$$T(t) = J \frac{dW(t)}{dt} + B W(t) + T_f \quad \dots\dots(4)$$

2.2 3相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力 常數

브러시리스 直流電動機에서는 국제단위계 SI에서 逆起電力常數 K_e 와 토크常數 K_t 는 같다고 정의한다.¹²⁾ 그러나, 3相 브러시리스 直流

電動機의 3捲線중 2선 단자에 걸리는 逆起電力은 이상적으로 臺形波波形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 $1[Krpm]$ 에서는 두단자에 걸리는 起電力으로 정의되므로 두선간에 걸리는 大형과의 最大치가 된다. 그러나 실제의 3相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形은 正弦波에 가까운 波形이 된다. 그런데 이론적인 線間 逆起電力은 臺形波이므로 중첩하여 그리면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 그림 3에서 逆起電力波形이 正弦波인 경우 轉流區間 60° 사이를 나타내면 사선부분으로 되나, 이 구간의 평균값을 구하면 점선부분으로 표시되고 이론적인 逆起電力波形과 같게 된다. 즉 逆起電力波形의 평균값보다 윗부분에 해당되는 전압의 면적과 평균값보다 아래에 해당되는 점선부분만의 면적(점선과 사선의 중복부분은 제외)이 같게 된다. 따라서 그림 3에서와 같이 轉流區間 동안의 평균값을 逆起電力값으로 할 수 있다. 3相 브러시리스 直流電動機를 전동기와 연결한 후 전동기를 $1Krpm$ 으로 회전시키면 3相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力波形은 정현파가 일반적이지만 고정자코일의 인덕턴스성분이나, 영구자석의 재질과 자극수 등에 따라 여러가지 형상으로 나타낼 수 있으며, 그 형상에 따라



(a) Separately excited DC motor.

(b) Brushless DC motor.

그림 2. 電動機의 等價回路圖

Fig. 2. Equivalent circuit diagram of motor.

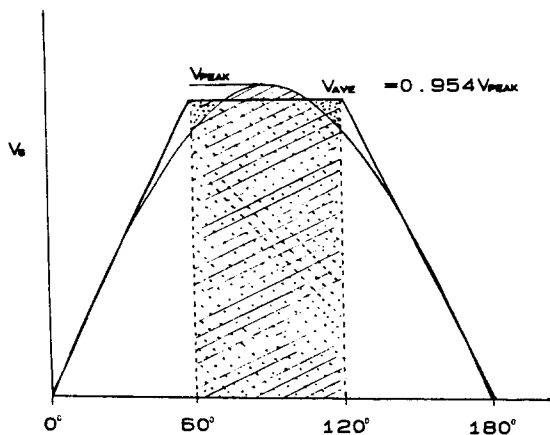


그림 3. 정현파 형상의 逆起電力波形

Fig. 3. Sinusoidal back EMF waveform.

逆起電力의 평균값은 변화한다. 逆起電力의 尖頭값을 V_{PEAK} 라고하면, 逆起電力의 파형 형상에 따라 평균전압값은 $(0.9 \sim 0.99) V_{PEAK}$ 로 나타낼 수 있다.

逆起電力의 파형이 그림 3과 같이 正弦波일 경우가 일반적이므로, 轉流區間 60° 의 평균값 V_{AVE} 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{AVE} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_{PEAK} \sin \theta \, d\theta \quad \dots\dots(5)$$

$$= 0.954 V_{PEAK} [V] \quad \dots\dots(6)$$

따라서 逆起電力常數 K_e 는 다음식과 같다.

$$K_e = 0.954 V_{PEAK} [V/K \, rpm] \quad \dots\dots(7)$$

또한, 3相 브러시리스 直流電動機에서 토오크常數 K_t 는 轉流區間 60° 에서의 相電流에 대한 발생토오크의 比를 의미한다. 3相 브러시리스 直流電動機의 電機子에 흐르는 電流를 I_a [A], 回轉子가 n [rpm]의 속도로 회전하고 있을 때 電機子에 誘起되는 逆起電力을 V_{AVE} [V]라 하면 電機子の 電氣的 入力은 다음과 같다.

$$P_e = K_e \cdot n \cdot 10^3 \cdot I_a [\text{Watts}] \quad \dots\dots(8)$$

그리고, 3相 브러시리스 直流電動機에 흐르는 전류가 I_a [A]일 때 회전자속도가 n [rpm]이던 발생되는 機械的 出力은 다음과 같다.

$$P_m = \frac{2\pi}{60} \cdot n \cdot K_t \cdot I_a [\text{Watts}] \quad \dots\dots(9)$$

그런데 電氣的 入力과 機械的 出力은 같으므로 식(8), (9)로부터 다음 식의 관계가 성립한다.

$$K_e [V \, s/rad] = K_t [Nm/A] \quad \dots\dots(10)$$

따라서 3相 브러시리스 直流電動機에서의 線間 逆起電力常數 K_e 와 토오크常數 K_t 는 국제단위계 SI에서는 식(10)과 같은 관계가 성립한다.

2.3 3相 브러시리스 直流電動機의 速度 및 電流曲線

3相 브러시리스 直流電動機의 電機子에 계단 입력전압을 가하면 電機子の 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 토오크를 이기는 토

오크를 발생시킬 때까지 회전하지 못한다. 따라서 $i_a(t)$ 가 T_l/K_t 와 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 4와 같다. 그림 2(a)와 같은 브러시리스 直流電動機에 있어서는 電流 및 速度의 解는 Lord에 의해 이미 유도되었다.¹³⁾ 그러므로 그림 2(b)와 같은 3相 브러시리스 直流電動機에 있어서도 앞장의 파라미터 정의에 의해 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 4에서 電機子 電流 $i_a(t) = T_l/K_t$ 가 될 때까지 회전하지 못하므로 速度가 0이 되어 逆起電力이 발생하지 않기 때문에 다음의 관계가 성립한다.

$$V(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d i_a(t)}{dt} \quad \dots\dots(11)$$

로부터

$$i_a(t) = I_{sc}(1 - e^{-t/\tau_a}) \quad \dots\dots(12)$$

을 얻는다.

따라서 不感帶 時間 t_{dz} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_l/K_t = I_{sc}(1 - e^{-t_{dz}/\tau_a}) \quad \dots\dots(13)$$

여기서 $e^{-t_{dz}/\tau_a} = 1 - T_l/K_t \cdot I_{sc} = K'$ 라 놓으면 $t_{dz} = \tau_a \ln(1/K')$ $\dots\dots(14)$

2.3.2 不感帶의 速度 및 電流曲線 $(0 < t < t_{dz})$

不感帶에서의 速度 및 電流曲線은 식(11), (12)로부터 다음의 관계가 성립한다.

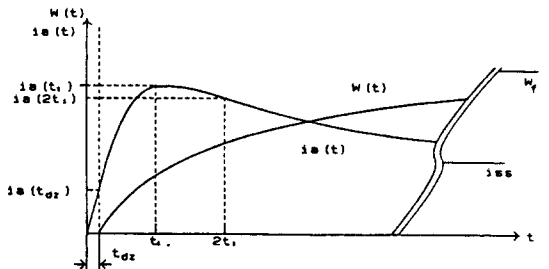


그림 4. 不感帶효과를 나타낸 電流와 速度曲線
Fig. 4. Current and velocity responses showing the deadzone effect.

$$W(t) = 0 \dots\dots\dots(15)$$

$$i_a(t) = I_{sc}(1 - e^{-t/\tau_a}) \dots\dots\dots(16)$$

2.3.3 不感帶 이후의 速度 및 電流曲線($t_{dz} < t < \infty$)

식 (1)~(4)로부터 不感帶 이후의 速度 및 電流曲線을 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인 경우의 速度 및 電流曲線 ($C_2^2 > 4C_2$)

$$W(t) = W_f \left[1 + \frac{r_4}{r_3 - r_4} e^{r_3(t - t_{dz})} - \frac{r_3}{r_3 - r_4} e^{r_4(t - t_{dz})} \right] \dots\dots\dots(17)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left[1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3(t - t_{dz})} - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4(t - t_{dz})} \right] \dots\dots(18)$$

나) 不足制動인 경우의 速度 및 電流曲線 ($C_2^2 < 4C_2$)

$$W(t) = W_f \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{r(t - t_{dz})} \cos[b_1(t - t_{dz}) + \theta]}{b_1} \right] \dots\dots\dots(19)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left[1 - K' + \frac{K'}{\tau_a b_1} e^{r(t - t_{dz})} \sin[b_1(t - t_{dz})] + K'(1 - K) \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{r(t - t_{dz})} \cos[b_1(t - t_{dz}) + \theta]}{b_1} \right] \right] \dots\dots\dots(20)$$

다) 臨界制動인 경우의 速度 및 電流曲線 ($C_2^2 = 4C_2$)

$$W(t) = W_f \left[1 - e^{r(t - t_{dz})} + r(t - t_{dz}) e^{r(t - t_{dz})} \right] \quad (21)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left[1 - KK' + K' \left[K - 1 + (t - t_{dz}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right) \right] e^{r(t - t_{dz})} \right] \dots\dots\dots(22)$$

3. Pasek의 條件式

Pasek은 점성마찰과 축수마찰을 무시한 경우의 브리시있는 直流電動機모델에 계단형의 電機子 電壓을 인가하므로써 電流應答을 얻고, 그 電流應答 曲線으로부터 식(23)과 같은 條件式을 제시하여 선형모델의 파라미터 算出이 가능함을 제시하였다.¹⁰⁾

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = \frac{i_a(t_1)}{I_{sc}} \dots\dots\dots(23)$$

또한 Lord는 점성마찰과 축수마찰을 포함한 경우에도 Pasek의 條件式이 성립함을 증명하여 直流電動機의 파라미터算出이 가능함을 밝혔다.¹³⁾ 그러므로 直流電動機와 등가인 3相 브리시리스 直流電動機에서 Pasek의 條件式이 성립하는가를 조사하기 위하여 $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_{sc}$ 를 계산하여 圖示하면 그림 5와 같다.

그림 5에서 알 수 있는 바와 같이 이것이 거의 0에 가까우므로 3相 브리시리스 直流電動機에 있어서도 Pasek의 條件式은 성립한다. 즉 식(23)이 성립된다. 따라서 3相 矩形波 電流驅動型 브리시리스 直流電動機에 계단형전압을 인가하여 電流應答을 얻어 그 電流應答曲線으로부터 파라미터의 算出이 가능함을 알 수 있다.

4. 파라미터의 算出 알고리즘

4.1 電機子 時定數와 機械的 時定數의 算出 알고리즘

파라미터 算出에 필요한 값을 구하기 위해 i

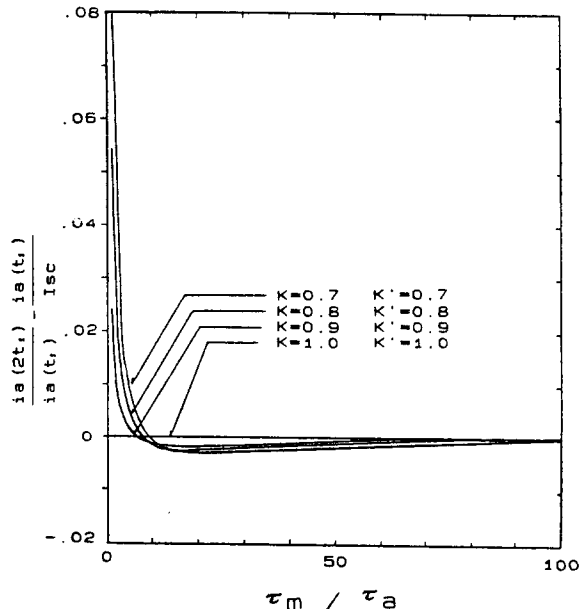


그림 5. τ_m/τ_a 대 $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_{sc}$ 의 그래프
Fig. 5. Graph of τ_m/τ_a vs $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_{sc}$

$i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 대 τ_m/τ_a 曲線과 t_1/τ_a 대 τ_m/τ_a 曲線을 그리며 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 直視誤差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 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$, K , K' 는 測定 또는 計算에 의해 알고 있는 것으로 가정한다.

가) 過制動인 경우

식(18)을 미분하여 0으로 놓으면 t_1 을 구할 수 있으며, 다시 τ_a 로 나누고 記號說明에 있는 관계식을 대입하고 정리하면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{t_1}{\tau_a} = \frac{1 + \frac{K}{1-K} (\tau_m/\tau_a) [-1/2(1 + \frac{1-K}{K \tau_m/\tau_a}) - \tau_a b_2]}{1 + \frac{K}{1-K} (\tau_m/\tau_a) [-1/2(1 + \frac{1-K}{K \tau_m/\tau_a}) + \tau_a b_2]} \cdot \frac{\ell_{11}}{2\tau_a b_2} + \frac{t_{dz}}{\tau_a} \dots\dots\dots(24)$$

여기서

$$\tau_a b_2 = \frac{1}{K(\tau_m/\tau_a)} \sqrt{\frac{-K \frac{\tau_m}{\tau_a} + 1/4\{K^2 \frac{\tau_m}{\tau_a}^2 + 2K(1-K) \frac{\tau_m}{\tau_a} + (1-K)^2\}}{\dots\dots\dots(25)}}$$

이다.

따라서 식(25)은 τ_m/τ_a 의 函數로 표현되므로 식(24)에 대입하면, t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다.

그리고 식(18)에 $t=t_1$ 을 대입하면 $i_a(t_1)$ 은 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = I_{\infty} [1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) e^{3(t_1 - t_{dz})} - \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) e^{r_4(t_1 - t_{dz})}] \dots\dots\dots(26)$$

식 (18)에 $t=2t_1$ 을 대입하면 $i_a(2t_1)$ 은 다음과 같다.

$$i_a(2t_1) = I_{\infty} [1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) e^{3(2t_1 - t_{dz})} - \frac{K'}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) e^{r_4(2t_1 - t_{dz})}] \dots\dots\dots(27)$$

여기서,

$$q_2 = \sqrt{\frac{K(\tau_m/\tau_a) + 1/4\{K^2(\tau_m/\tau_a)^2 + 2K(1-K) (\tau_m/\tau_a) + (1-K)^2\}}{\dots\dots\dots(28)}}$$

$$\frac{1}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K) = \frac{1}{2q_2} [K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + \frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) - 2q_2\} (1-K)] \dots\dots\dots(29)$$

$$\frac{1}{r_3 - r_4} (\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K) = \frac{1}{2q_2} [K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + \frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a}) + 2q_2\} (1-K)] \dots\dots\dots(30)$$

$$r_3(t_1 - t_{dz}) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} + q_2] [\frac{1}{2q_2} \ell_{11} \{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \}] \dots\dots\dots(31)$$

$$r_4(t_1 - t_{dz}) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} - q_2] [\frac{1}{2q_2} \ell_{11} \{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \}] \dots\dots\dots(32)$$

$$r_3(2t_1 - t_{dz}) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} + q_2] [\frac{1}{q_2} \ell_{11} \{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \} + \ell_{11}(\frac{1}{K'})] \dots\dots\dots(33)$$

$$r_4(2t_1 - t_{dz}) = [\frac{1}{2} \{K - 1 - K(\frac{\tau_m}{\tau_a})\} - q_2] [\frac{1}{q_2} \ell_{11} \{ \frac{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2(\tau_m/\tau_a) + K(1-K) - 2q_2 K} \} + \ell_{11}(\frac{1}{K'})] \dots\dots\dots(34)$$

따라서 식 (28)~(34)는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현되므로 식(26), (27)에 대입하면 $i_a(t_1)$ 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.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \dots\dots\dots(35)$$

그런데 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$, K , K' 는 알 수 있으므로 식 (35)로부터 τ_m/τ_a 은 수치적인 방법으로 구할 수 있다.

식 (35)에서 구해진 τ_m/τ_a 를 식 (24)에 대입하여 t_1/τ_a 를 구한다. 따라서 측정으로 얻어진 t_1 은 알 수 있는 값이므로 電機子 時定數 τ_a 를 구할 수 있다. 구해진 τ_a 와 식(35)에서 τ_m/τ_a 은 알 수 있는 값이므로 機械的 時定數 τ_m 을 구할 수 있다.

나) 不足制動인 경우와 臨界制動인 경우

식(20)과 식(22)를 미분하여 0으로 놓으면 t_1 을 구할 수 있으며, 다시 τ_a 로 나누고 記號說明에 있는 관계식을 대입하고 정리하면 過制動인 경우와 같이 t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다.

또한, 식(20)과 식(22)에 $t=t_1$ 과 $t=2t_1$ 을 각각 대입하면 $i_a(t_1)$ 과 $i_a(2t_1)$ 은 구해지며, 過制動인 경우와 같이 $i_a(t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로 나타나므로, $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 函數로 표현된다. 따라서 電機子 時定數 τ_a 와 機械的 時定數 τ_m 을 구할 수 있다.

4.2 파라미터의 算出 節次

Pasek의 條件式이 성립하므로 디지털 平均法에 의해 脈動이 제거된 電機子 電流曲線으로부터 다음과 같은 순서로 파라미터를 算出할 수 있다.

- 1) 電機子 電流 曲線으로부터 t_1 , $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$ 을 구하고 $i_a(t_{dz})$, I_{sc} 와 W_f , V 를 測定한다.
- 2) 식(23)으로부터 $I_{sc}=[i_a(t_1)]^2/i_a(2t_1)$ 이 성립하므로 절차 1)에서 測定된 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$ 을 대입하여 I_{sc} 를 구한다.
- 3) $I_{sc}=(1-KK') I_{sc}$ 로부터 KK' 를 구한다.
- 4) $K'=1-i_a(t_{dz})/I_{sc}$ K' 를 구한다.
- 5) 절차 3)에서 구해진 KK' 와 절차 4)에서 구해진 K' 는 알 수 있으므로 KK'/K' 를 계산하여 K 를 구한다.
- 6) 4.1節의 時定數의 算出 알고리즘에 의해 τ_a , τ_m 을 구한다.
- 7) $R_a=V/I_{sc}$ 에서 R_a 를 구한다.
- 8) $\tau_a=L_a/R_a$ 에서 L_a 를 구한다.
- 9) $\tau_b=K\tau_m/(1-K)$ 에서 τ_b 를 구한다.
- 10) $t_{dz}=\tau_a \ell_{11}(1/K')$ 에서 i_{dz} 를 구한다.
- 11) $K_e=KK'V/W_f$ 에서 K_e 를 구한다.
- 12) K_f 는 SI 단위계에서 K_e 와 같다.

- 13) $J=\tau_m K_e K_f / R_a$ 에서 J 를 구한다.
- 14) $B=J/\tau_b$ 에서 B 를 구한다.
- 15) $T_f=K_f i_a(t_{dz})$ 에서 T_f 를 구한다.
- 16) $T_0=K_f I_{sc}$ 에서 T_0 를 구한다.
- 17) $T_{peak}=K_f i_a(t_1)$ 에서 T_{peak} 를 구한다.

5. 시스템의 構成

測定時의 直視誤差를 제거하고 自動化하기 위하여 IBM-PC/AT를 이용하여 온라인 시스템을 構成하였다.

5.1 逆起電力常數 및 토오크常數의 測定

逆起電力常數를 測定하기 위해서는 3相 브러시리스 直流電動機를 外力에 의해 回轉子를 定格速度 n' [rpm]으로 回轉시키고, 그때의 逆起電力 V_G [V]를 電壓計로 測定하여, $K_e=V_G/n'$ 를 구한다. 이 경우 回轉子の 回轉速度가 1[Krpm]이 되도록 한다. 그때의 逆起電力을 測定하면 逆起電力 常數는 (0.9~0.99) V_{PEAK} 가 된다. 또한, 토오크常數 K_t 를 측정하기 위하여 토오크측정기로부터 토오크-전류 특성곡선을 구하여 토오크常數 K_t 를 구한다.

5.2 不感帶 電流檢出 및 電機子 電流檢出

3相 브러시리스 直流電動機의 電機子에 階段入力を 가하면 일정한 크기의 軸受摩擦이 존재하므로 回轉子는 電機子 電流가 摩擦 토오크를 이기는 토오크를 발생시킬 때까지는 회전하지 못한다. 그러나 不感帶 電流를 검출하기 위하여 印加電壓을 점차 증가시키면 電機子 電流에 의해 발생된 토오크가 摩擦 토오크를 이기고 회전하기 시작한다. 회전하기 시작하는 순간의 電機子 電流가 不感帶 電流 $i_a(t_{dz})$ 가 된다. 그 순간을 t_{dz} 感知回路가 感知하여 不感帶 電流 $i_a(t_{dz})$ 를 측정한다.

3相 브러시리스 直流電動機의 電機子 時定數에 비하여 무시할 수 있을 정도로 작아야 한다. 그래서 脈動이 없는 階段 電壓을 인가한 후 電機子 電流를 測定한다.

6. 實驗 結果 및 考察

6.1 3相 브러시리스 直流電動機의 逆起電力 常數와 토오크常數 관계

直流電動機에 의해 1[Krpm]速度로 회전시킨 후 3相 브러시리스 直流 電動機에서 얻어진 逆起電力은, 이론적으로는 R, S단에서 電氣角 60°사이에서 평탄한 逆起電力이 얻어져야 하나, 실제에는 인덕턴스 成分으로 인해 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 그림 3과 같이 電氣角 60° 구간의 平均값을 실제의 逆起電力 電壓값으로 택하여 한다. 그 구간의 平均값을 구하면 $V_{AVE}=0.954 V_{PEAK}$ 가 되므로 逆起電力常數는 다음과 같이 된다.

$$K_e = 0.954 V_{peak} [V/K rpm] \dots\dots\dots(36)$$

逆起電力常數는 $K_e = 0.954 \times 3.51 [V/K rpm] = 0.032 [V \text{ sec/rad}]$ 되며, 또한 토오크測定器에 의해 測定된 토오크常數 K_t 는 0.032[N-m/A]이므로, 국제단위계에서 $K_e = K_t$ 임을 확인할 수 있었다.

6.2 파라미터의 算出 및 補正

디지털 平均法을 이용한 電流 應答 曲線으로부터 각종 測定值들을 마이크로 컴퓨터로 感知하여 구한 값은 表 1과 같다. 그 測定值들은 파라미터 算出 프로그램에 入力시킨 결과 補正前의 파라미터를 얻을 수 있었다.

算出된 파라미터를 관계식에 代입하여 얻은 電流 曲線과 實測하여 平均한 電流 應答 曲線 사이에는 그림 6과 같이 차이가 있게 된다. 그 원인은 크게 3가지로 생각할 수 있다. 첫번째 원인은 不感帶 電流를 測定할 때 不感帶 電流가 실제값 $i_a(t_{dz})$ 보다 조금 큰값 $i_a(t_{dz})$ 로 入力되기 때문이고 두번째 원인은 電流의 尖頭值를 구할 때 실제의 尖頭值 시간 t_1 보다 약간 뒤인

表 1. 測定된 電流應答 데이터

Table 1. Measured current response data

$i_a(t_1)$	$i_a(2t_1)$	$i_a(t_{dz})$	I_{ss}	t_1	V	W_f
0.557[A]	0.545[A]	0.175[A]	0.199[A]	4.6[mS]	10[V]	1900[rpm]

t_1 로 인식되기 때문이다. 세번째 원인은 디지털 平均을 취하여 脈動分을 많이 제거하였지만 약간은 남아 있으므로 영향을 미치게 된다. 따라서 t_{dz} 를 t_{dz} 로, t_1 를 t_1 으로 접근시키는 방법을 알아내야 한다. 여기서 t_{dz} 의 크기는 電流尖頭值의 크기가 실제값과 같이 되도록 補正한다. t_{dz} 의 補正이 끝나면 t_1 의 30배가 되는 $30t_1$ 점을 비교점으로 선정하여 그 점의 두 曲線값이 일치하도록 t_1 를 補正한다.

이러한 補正이 끝나면 算出된 파라미터의 電流 應答 曲線과 實測된 電流曲線이 일치하게 되어 최후의 파라미터가 참값이 된다. 이 과정에 대한 블럭선도를 그림 7에 나타내었다.

6.3 파라미터 補正의 效果

마이크로 컴퓨터로 算出된 파라미터를 관계식에 代입하여 電流曲線을 구하여 平均된 電流와 비교하면 그림 8과 같이 두 곡선 사이에는 차이가 있게 된다. 따라서 t_{dz} 와 t_1 을 각각 補正하면 실험에 의한 實測 電流曲線과 補正된 파

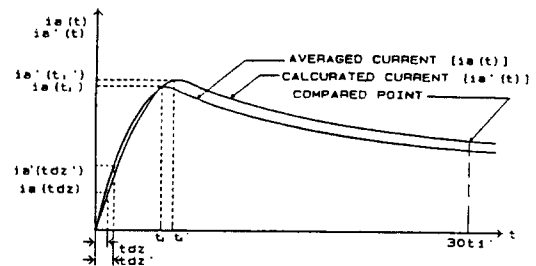


그림 6. 디지털 平均된 電流曲線과 補正前의 계산된 電流曲線

Fig. 6. Responses of digital averaged current and calculated current without corrector.

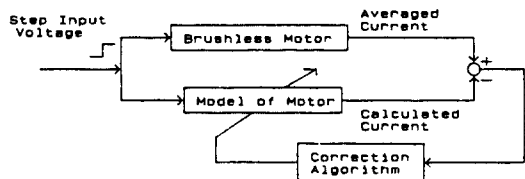


그림 7. 파라미터 補正의 블럭선도

Fig. 7. Block diagram of parameter correction.

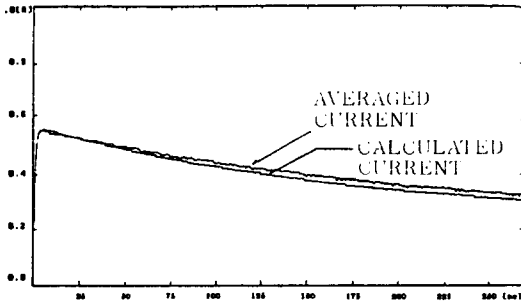


그림 8. 補正前의 계산된 電流曲線과 平均된 電流曲線

Fig. 8. Responses of calculated current without correction and digital averaged current.

라미터를 대입하여 計算된 電流曲線이 그림 9와 같이 매우 잘 일치하게 된다. 이때 얻어진 파라미터는 表 2와 같으며 전동기 파라미터의 참값이 된다.

7. 結 論

三相 브러시리스 直流電動機의 파라미터 測定에 關한 研究 結果 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

1) 3相 矩形波電流驅動型 브러시리스 直流電動機를 브러시있는 直流電動機와 등가로 모델링하므로써 계단형의 電機子 電壓에 대한 電流應答曲線으로부터 파라미터를 算出하는 方法이 적용 가능함을 입증하였다.

2) 3相 矩形波 電流驅動型 브러시리스 直流電動機의 電機子 時定數와 機械的 時定數를 구할 수 있는 特性曲線을 얻었다. 그러나 구해진 特性曲線으로부터 時定數를 찾아내는 불편함과 不正確性을 제거하기 위해 電機子 時定數와 機械的 時定數를 수치적으로 구하기 위한 關係式을 誘導하였다.

3) 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 일반적임을 알 수 있었고, 正弦波 逆起電力일때는 $K_e = 0.954 V_{PEAK}[V/Krpm]$ 가 됨을 알 수 있었다. 또한 本 論文에서 정의한 3相 矩形波 電流驅動

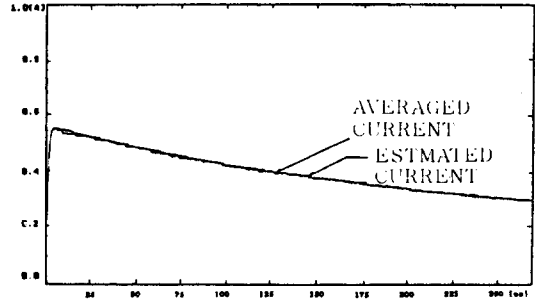


그림 9. 補正後의 계산된 電流曲線과 平均된 電流曲線

Fig. 9. Responses of estimated current after correction and digital averaged current.

表 2. 補正後에 算出된 파라미터

Table 2. Calculated parameters after correction

parameter	value	parameter	value
τ_a	0.593[msec]	J	$1.40 \times 10^{-5}[\text{Nmsec}^2]$
τ_m	237.084[msec]	B	$3.91 \times 10^{-6}[\text{Nmsec}]$
τ_b	3573.573[msec]	T_f	$5.67 \times 10^{-3}[\text{Nm}]$
I_{sc}	0.561[A]	t_{dz}	221.724[usec]
R_a	18.833[ohm]	K_e	0.032[Vsec/rad]
L_a	10.570[mH]	T_o	$6.45 \times 10^{-3}[\text{Nm}]$
K_t	0.032[Nm/A]	T_{peak}	$1.81 \times 10^{-2}[\text{Nm}]$

型 브러시리스 直流電動機의 逆起電力常數와 토오크常數는 국제단위계로 표현하면 같다는 것을 實驗으로 입증하였다.

4) 마이크로 컴퓨터를 이용하여 온 라인 測定 시스템을 구성하고 파라미터를 算出하기 위한 모든 절차와 과정을 C언어로 프로그램함으로써 파라미터 測定을 완전 自動化할 수 있었다.

5) 不感帶 電流値와 尖頭値 電流時間을 補正하는 알고리즘을 이용하여 實測한 電流 曲線과 계산된 電流 應答曲線을 일치시키므로써 비교적 精確한 파라미터를 구할 수 있었다.

參 考 文 獻

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

2) A. Kusko, Alexander Kusko, Needham Heights, "Survey Of Microprocessors In Industrial Motor Drive Systems", IEEE IAS '82, 1982, pp. 435~438.

3) P. Pillay, P. Freere, "Literature Survey Of Permanent Magnet AC Motors And Drives", IEEE IAS '89, 1989, pp. 74~84.

4) Alan K. Wallace, Rene Spee, "The Effects Of Moter Parameters On The Performance Of Brushless DC Drives", IEEE Trans. PE, VOL.5, 1990, pp.2~8.

5) 박종건, 임영철, 장영학, 김의선, "반복평균법을 이용한 直流서보 電動機의 파라미터 측정에 관한 연구", 대한전기학회·대한전자학회 제어계측연구회 합동학술 연구발표회 논문집, 1987, pp.53~55.

6) 천희영, 박귀태, 임영철, 장영학, "PC를 이용한 直流서어보 電動機의 파라미터 측정의 자동화에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 Vol. 38, No. 9, 1989, pp.710~723.

7) H. Y. Chun, G. T. Park, Y. C. Lim, 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, 1990, pp.222~226.

8) Hopkins, DC Motors, Speed Controls, Servo Systems Hand Book, 4th ed. pp. 120, MN;Electro Craft Corp., 1978

9) R. A. Schulz, "A Frequency Response Method For Determining The Parameters Of High Performance DC motor", IEEE Trans. IE, VOL 30, 1983, pp.39~42.

10) E.Pasek, "Novy Zpusob Urcent Zakaladnich

Dynamickych Parametru Stejnoserneho Motoru", Elektrotech obz, VOL. 51, 1962, pp.109~114.

11) 倉橋 滿, "ブラシレス 直流 サーボ モータ의 測定", Motortech Japan, 86', 小形 모-타技術 シンポジウム, 1986, pp.A1-2-3~12.

12) B. C. Kuo, Automatic Control System, 4th ed., pp. 176~186, Englewood cliffs; Prentice-Hall Inc., 1982.

13) W.Lord, J.H.Hwang, "DC Servomotors Modeling And Parameter Determination", IEEE Trans. IA, VOL. 13, 1977, pp.234~243.

記號說明

- $i_a(t_{da}) = T_r/K_t$: 회전하기 시작하는 $t = t_{da}$ 에서의 전
기자 전류
- $I_{sc} = V/R_a$: 회전자 구속시의 전기자 전류
- $I_m = I_{sc}(1 - KK')$: 정상상태에서의 전기자 전류
- $t_{da} = \tau_a \log(1/K')$: 불감대 시간
- $K = \tau_b / (\tau_b + \tau_m)$: 감쇄요소
- $K' = 1 - i_a(t_{da})/I_{sc}$: 축수마찰요소
- T_r : 축수마찰 토크
- $W_r = KK'V/K_e$: 정상상태 속도
- $C_1 = 1/\tau_a + 1/\tau_b$
- $C = r = -0.5C_1$
- $b_1 = \sqrt{C_2 - 0.25 C_1^2}$
- $b_2 = \sqrt{0.25C_1^2 - C_2}$
- $\theta = \tan^{-1}(C/b_1)$
- $r_3 = -C_1/2 + \sqrt{C_1^2/4 - C_2}$
- $r_4 = -C_1/2 - \sqrt{C_1^2/4 - C_2}$