

PC를 이용한 直流 서어보 電動機의 파라미터 測定の 自動化에 관한 研究

A Study on the Automation of the Parameter Measurement of D.C. Servomotors Using a PC

千 熙 英* · 朴 貴 泰* · 任 永 徹** · 張 永 學***
 (Hee-Young Chun · Gui-Tae Park · Young-Choel Lim · Young-Hak Jang)

요 약

本 論文에서는 IBM-PC/XT를 利用하여 直流 서어보 電動機의 모든 파라미터를 구하는 장치와 알고리즘을 開發하였다. C言語를 사용하여 파라미터 算出 節次와 알고리즘을 프로그램함으로서 파라미터의 測定을 完全 自動化하였다. 電機子電流 曲線上的 雜音成分으로 인한 誤差를 제거하기 위해 디지털 平均法을 적용하였다. 不感帶 電流值와 尖頭值 時間을 이용한 파라미터 補正 알고리즘을 제안하여 實測한 전류곡선과 모델에 의해 계산된 전류를 일치시키므로써 본 측정법의 妥當性을 입증할 수 있었다.

Abstract- This paper describes the efforts to develop a PC based parameter identification system for D.C. servomotors. A new identification algorithm for the D.C. servomotor parameters is developed. The algorithm is implemented on 16 bit IBM-PC/XT using the C language. The whole identification process of signal generation, measuring and parameter determination is fully automated. To minimize the errors due to the ripple component in the measured armature currents, digital averaging filter is employed. The proposed parameter correction method using the deadzone current and the time to reach the peak current resulted in excellent agreement between the measured current and the current estimated using the model.

記號 說明

B : 點性 摩擦 係數

*正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 副教授
 ***正 會 員 : 全南大 大學院 電氣工學科 博士課程
 接受 日 字 : 1989年 6月 12日
 1次 修 正 : 1989年 8月 1日

$E_b(t) = K_e \omega(t)$: 直流 電動機의 逆起電力
 $i_a(t)$: 電機子 電流
 $i_a(t)_s$: 전기자 전류의 信號 成分
 $n(t)$: 전기자 전류의 雜音 成分
 $i_a(t_1)$: 전기자 전류의 最大值
 $i_a(2t_1)$: 時間 $2t_1$ 에서의 전기자 전류
 $i_a(t_{az}) = T_f/K_t$: 回轉하기 시작하는 $t = t_{az}$ 에서의

전기자 전류

- $I_{sc} = V/R_a$: 回轉子 拘束時의 전기자 전류
- $I_{ss} = I_{sc}(1 - KK')$: 定常 狀態의 전기자 전류
- J : 等價 慣性 모멘트
- $K = \tau_b / (\tau_b + \tau_m)$: 減殺 요소
- $K' = 1 - i_a(t_{az})/I_{sc}$: 軸受摩擦 요소
- K_e : 逆起電力 상수
- K_t : 토오크 상수 (VS/rad으로 표현된 K_e 와 같다)
- L_a : 전기자 코일의 인덕턴스
- R_a : 전기자 코일의 抵抗
- t : 시간
- t_1 : 최대치에 이르는 시간
- t_1' : 補正前의 최대치 시간
- $t_{az} = \tau_a \log_e(1/K')$: 不感帶 시간
- t_{az}' : 補正前의 불감대 시간
- $T(t) = K_t i_a(t)$: 발생 토오크
- T_f : 축수 마찰 토오크
- V : 전기자 印加 전압의 크기
- $\tau_a = L_a/R_a$: 전기자 時定數
- $\tau_b = J/B$: 감쇄 시정수
- $\tau_m = JR_a/K_t K_e$: 기계적 시정수
- $w(t)$: 角速度
- $\omega_f = KK' V/K_e$: 定常 狀態 速度
- T : 샘플링 全週期
- j : 샘플점의 位置
- h : 샘플 罫수
- m : 최대 샘플 罫수

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

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

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

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

$$= \frac{1}{\tau_a} \sqrt{\frac{1}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K} - \frac{1}{4} \left[1 + \frac{2(1-K)}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K} + \left(\frac{1-K}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K} \right)^2 \right]}$$

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

$$= \frac{1}{\tau_a} \sqrt{\frac{1}{4} \left[1 + \frac{2(1-K)}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K} + \left(\frac{1-K}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K} \right)^2 \right] - \frac{1}{\frac{\tau_m}{\tau_a} \cdot K}}$$

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

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

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

1. 序 論

최근에 제조와 응용기술이 급속히 發達한 直流 서어보 電動機는 산업용 로봇, NC공작기계 및 전자계산기의 주변장치등의 메카트로닉스 영역에서 精確한 位置制御나 速度制御를 위한 구동장치로서 널리 사용되고 있다. [1, 2] 그러한 장치의 正確한 모델링은 制御係를 解析하기 위해서 뿐만 아니라 電動機의 設計 또는 製作時에 품질 檢사를 하는데에도 매우 중요하며 正確한 모델링을 하기 위해서는 서어보 電動機의 각종 파라미터를 正確하게 구할 수 있어야 한다.

그러나 從來의 파라미터 측정법에는 전기적이고 기계적인 여러가지의 분리된 별개의 測定으로 이루어지므로 많은 시간과 번잡함을 수반하게 된다.

[3~10] 더우기 慣性이 매우 적은 서어보 電動機의 경우 測定過程에서 파라미터에 변화를 주기 쉽다. 그리고 대부분의 制御係는 인가되는 制御電壓이 계단적으로 변화하는 경우가 많으므로 定常狀態에서 행하여진 測定值들은 動的應答을 解析하는 경우 오차를 유발하게 된다. [11, 12] 그래서 Pasek은 계단형의 電機子 電壓을 서어보 電動機에 가하므로서 電流應答을 얻고 線型모델의 파라미터를 구하는 방법을 시도하였다. 그러나 이방법은 축수마찰과 점성마찰을 무시하였는데 Lord는 점성마찰과 축수마찰을포함한 경우에도 Pasek의 條件式이 성립함을 증명하여 파라미터의 算出이 가능함을 밝혔다. [13~15] 그런데 電動機의 電流應答에는 정류자편과 브러시의 마찰에 의한 脈動成分이 포함되어 있어서 測定時 目視誤差로 인해 正確性を 기하기 힘들다. 또 여러단계의 測定을 수행해야하고 파라미터를 算出하는데 있어서도 미리 구해진 特性曲線으로 부터 計算에 필요한 값을 찾아야 하기 때문에 불편할 뿐만 아니라 正確한 파라미터를 구하기 어렵다.

그러므로 본 논문에서는 脈動에 의한 目視誤差를 없애기 위하여 디지털 平均法을 적용하고 特性曲線을 찾는 불편과 不正確性を 방지하도록 關係式을 유도하여 正確히 각종 파라미터를 구할 수 있는 算出 節次를 제시하였다. 또 여러단계의 測定과 파라미터의 산출을 자동화하기 위하여 온라인 측정시스템을 설계하고 C언어로 된 프로그램을 개발하였다. 그리고 구해진 파라미터를 電流曲線式에 代入하여 計算된 電流應答曲線과 實測된 電流應答曲線을 비교하여 그 오차를 없애도록 파라미터를 補正하는 알고리즘을 제시하였다.

2. 直流電動機의 電流 및 速度曲線

他勵磁 直流서어보 電動機의 모든 파라미터를 포함한 경우의 等價回路는 그림 1과 같고 電壓方程式 및 機械的 平衡式은 다음과 같다.

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

$$E_b(t) = K_e w(t) \quad (2)$$

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

$$T(t) = J \frac{dw(t)}{dt} + Bw(t) + T_f \quad (4)$$

界磁捲線에 一定電壓을 유지한 상태에서 電機子에 계단 入力電壓을 가하면 電機子의 인덕턴스 때문에 電機子電流는 급격히 변화하지 못한다. 그리고 일정한 크기의 축수마찰이 존재하므로 회전자는 電機子電流가 마찰토크를 이기는 토크를 발생시킬 때까지 회전하지 못한다. 따라서 $i_a(t)$ 가 T_f/K_t 와 같게 될 때까지 不感帶가 존재하게 되어 區間 線型으로 동작하게 된다. 電機子 電流와 速

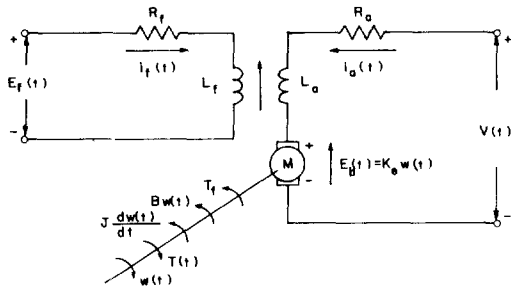


그림 1 他勵磁 直流 서어보 電動機의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit diagram of separately excited D.C. servo motor.

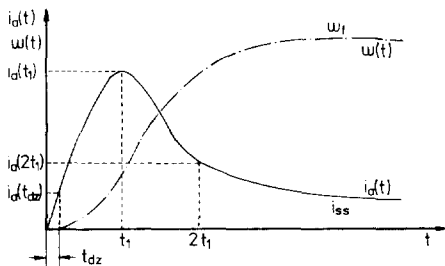


그림 2 不感帶 효과를 나타낸 電流와 速度曲線
Fig. 2 Current and velocity responses showing the deadzone effect.

度曲線은 그림 2와 같다. 不感帶 時間에 대한 식과 電流 및 速度의 해는 Lord에 의해 유도되었으며 그 결과는 다음과 같다. [15]

2.1 不感帶 時間

그림 2에서 電機子 電流 $i_a(t) = T_f/K_t$ 가 될 때까지 회전하지 못하므로 속도가 0이 되어 역기전력이 발생하지 않기 때문에 다음의 관계가 성립한다.

$$V(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (5)$$

즉

$$i_a(t) = I_{sc}(1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (6)$$

이 된다.

따라서 불감대 시간 t_{dz} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_f/K_t = I_{sc}(1 - e^{-t_{dz}/\tau_a}) \quad (7)$$

여기서 $e^{-t_{dz}/\tau_a} = K'$ 라 놓으면

$$t_{dz} = \tau_a \log e \left(\frac{1}{K'} \right) \quad (8)$$

2.2 不感帶의 電流 및 速度曲線 ($0 < t < t_{dz}$)

불감대에서의 전류 및 속도곡선은 식 (5), (6)으로부터 다음의 관계가 성립한다.

$$w(t) = 0 \quad (9)$$

$$i_a(t) = I_{sc}(1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (10)$$

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

식 (1)~(4)으로부터 不感帶이후의 電流 및 速度曲線을 구하면 다음과 같다.

1) 不足制動의 경우 ($C_1^2 < 4C_2$)

$$w(t) = w_f \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{c(t-t_{dz})} \cos [b_1(t-t_{dz}) + \theta]}{b_1} \right] \quad (11)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left[1 - K' + \frac{K'}{\tau_a b_1} e^{c(t-t_{dz})} \sin [b_1(t-t_{dz}) + K'(1-K)] \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{c(t-t_{dz})} \cos [b_1(t-t_{dz}) + \theta]}{b_1} \right] \right] \quad (12)$$

2) 臨界制動의 경우 ($C_1^2 = 4C_2$)

$$w(t) = w_f [1 - e^{r(t-t_{dz})} + r(t-t_{dz}) e^{r(t-t_{dz})}] \quad (13)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + K' [K - 1 + (t-t_{dz}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right)] e^{r(t-t_{dz})} \right\} \quad (14)$$

3) 過制動의 경우 ($C_1^2 > 4C_2$)

$$w(t) = w_f \left[1 + \frac{r_4}{r_3 - r_4} e^{r_3(t-t_dz)} - \frac{r_3}{r_3 - r_4} e^{r_4(t-t_dz)} \right] \quad (15)$$

$$i_a(t) = I_{sc} \left[1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3(t-t_dz)} - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4(t-t_dz)} \right] \quad (16)$$

3. 디지털 平均法

電流應答를 실제로 測定하면 정류자편과 브러시의 마찰로 인한 脈動雜音이 포함되어서 그림 3(a)와 같이 된다. 그러므로 앞에서 표현된 電流應答曲線과는 차이가 있게 되어 $i_a(t_1)$, t_1 , $i_a(2t_1)$ 을 바로 구할 수 없다. 脈動雜音 成分을 제거하기 위하여 여파기를 사용할 수도 있으나 電動機에 따라 雜音周波數가 다르고, 雜音周波數와 電流가 급격히 상승할 때의 信號周波數와는 차이가 적으므로 遮斷周波數를 결정하는데 어려움이 있고 원하는

파형을 얻기 어렵다. 따라서 소프트웨어적인 雜音除去法인 디지털 平均法을 적용한다.

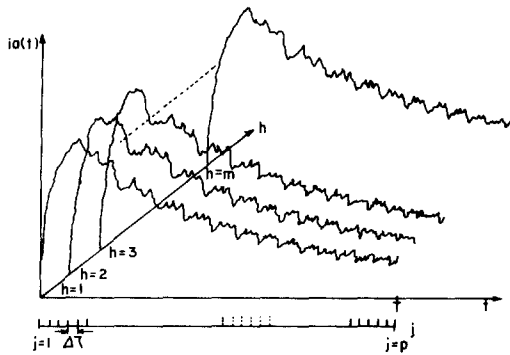
測定된 電流應答 $i_a(t)$ 에는 雜音成分이 포함되어 있으므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_a(t) = i_a(t)_s + n(t) \quad (17)$$

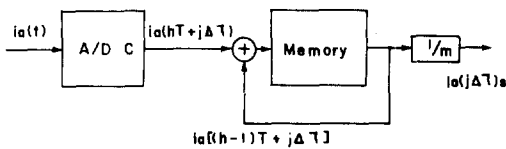
여기서 $i_a(t)_s$ 는 雜音이 除去된 信號 電流이고 $n(t)$ 는 脈動雜音 成分이다.

그림 3과 같이 원하는 時間 T 동안 $\Delta\tau$ 간격으로 샘플링하고 샘플치들을 A/D 변환하여 마이크로 컴퓨터에 저장한다. 그 과정을 m 번 반복 測定하여 순서대로 메모리에 저장한다. 그리고 測定이 끝난 후 동일 샘플점에서 취해진 샘플치를 測定 횟수만큼 합하면 그 값은 그 샘플점의 平均치에 測定횟수를 곱한 것과 같게 된다. 즉 信號 成分은 동일 샘플점에서는 일정하므로 반복한 횟수만큼 곱해져서 메모리에 저장되나 雜音은 랜덤하고 信號와 同期되지 않기 때문에 0으로 접근하게 된다.

電流應答 曲線이 매 T 초마다 반복된다고 할 때 h 번째 應答에서 j 번째 샘플치 $i_a(hT + j\Delta\tau)$ 는 다음과 같다.



(a)



(b)

그림 3 디지털 平均法 (a) 실제의 전류응답 (b) 디지털 평균의 블록선도

Fig. 3 Digital averaging.

(a) practical current responses

(b) block diagram of digital averaging

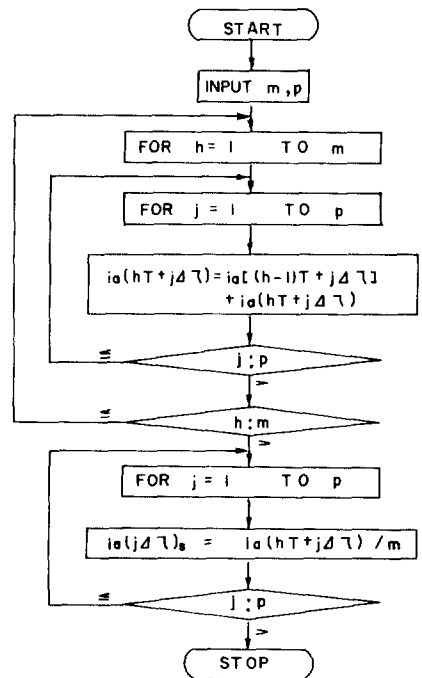


그림 4 디지털 平均 프로그램의 흐름선도

Fig. 4 Flowchart of digital averaging program.

$$\begin{aligned}
 i_a(hT + j\Delta\tau) &= i_a(hT + j\Delta\tau)_s + n(hT + j\Delta\tau) \\
 &= i_a(j\Delta\tau)_s + n(hT + j\Delta\tau) \quad (18)
 \end{aligned}$$

m 번 反復測定한 후 메모리에 저장된 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \sum_{k=1}^m i_a(hT + j\Delta\tau) &= mi_a(j\Delta\tau)_s + \sum_{k=1}^m n(hT + j\Delta\tau) \quad (19)
 \end{aligned}$$

그런데 雜音은 0으로 접근하므로 다음의 관계가 성립한다.

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^m n(hT + j\Delta\tau) = 0 \quad (20)$$

j 번째 샘플점에서 雜音의 확률적 실효치는 다음과 같고 이것은 임의로 한번 測定할 때의 예상된 雜音을 의미한다.

$$\sigma_j = \lim_{l \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^l [n(hT + j\Delta\tau)]^2}{l}} \quad (21)$$

또한 m 번 反復測定시 j 번째 샘플점에서 雜音의 자승합은 다음과 같다.

$$\sum_{k=1}^m [n(hT + j\Delta\tau)]^2 = m\sigma_j^2 \quad (22)$$

따라서 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\sum_{k=1}^m |n(hT + j\Delta\tau)| = \sqrt{m}\sigma_j \quad (23)$$

그러므로 m 번 反復平均하였을 때 샘플점에 대한 S/N比는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 (S/N)_j^m &= \frac{mi_a(j\Delta\tau)_s/m}{\sqrt{m}\sigma_j/m} \\
 &= \sqrt{m} \frac{i_a(j\Delta\tau)_s}{\sigma_j} = \sqrt{m}(S/N)_j^1 \quad (24)
 \end{aligned}$$

여기서

$$(S/N)_j^1 = \frac{i_a(j\Delta\tau)_s}{\sigma_j}$$

; 한번 測定시의 확률적 S/N比이다.

m 번 測定하여 平均하면 S/N比가 \sqrt{m} 배 만큼 개선 됨을 알 수 있다. 디지털 平均의 프로그램은 그림 4의 흐름선도와 같다.

4. τ_a, τ_m 의 산출 알고리즘과 Pasek의 條件式

4.1 τ_a, τ_m 의 산출 알고리즘

Lord는 각각의 K 와 K' 에 대해 τ_a, τ_m 과 관련

된 $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 곡선과 t_1/τ_a 곡선을 그래프로 표시하고 그 그래프로부터 τ_a, τ_m 을 구하였는데 이 방법으로는 자동화가 불가능하고 목시오차가 존재하므로 정확성을 증대하고 자동화가 가능하도록 하기 위해서 수치해석적인 방법으로 τ_a, τ_m 을 구할 수 있는 알고리즘을 제시한다. 여기서 $i_a(t_1), i_a(2t_1), K, K'$ 는 측정 또는 계산에 의해 알고 있는 것으로 가정한다.

1) 不足制動의 경우 ($C_1^2 < 4C_2$)

식 (12)를 미분하여 0으로 놓으면 t_1 을 구할 수 있고 다시 τ_a 로 나누면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{t_1}{\tau_a} = \frac{\tan^{-1}\left[\frac{2\tau_a b_1}{1 - (1-K)/(K \cdot \tau_m/\tau_a)}\right]}{\tau_a b_1} + \frac{t_{dz}}{\tau_a} \quad (25)$$

여기서

$$\begin{aligned}
 \tau_a b_1 &= \frac{1}{K\left(\frac{\tau_m}{\tau_a}\right)} \\
 &\sqrt{K\left(\frac{\tau_m}{\tau_a}\right) - \frac{1}{4}\left\{K^2\left(\frac{\tau_m}{\tau_a}\right)^2 + 2K(1-K)\left(\frac{\tau_m}{\tau_a}\right) + (1-K)^2\right\}} \quad (26)
 \end{aligned}$$

$$\frac{t_{dz}}{\tau_a} = \log_e\left(\frac{1}{K'}\right) \quad (27)$$

이다.

따라서 (26) (27)식을 (25)식에 대입하면 t_1/τ_a 는 τ_m/τ_a 의 함수로 표현된다. 식 (12)에 $t=t_1$ 을 대입하면 $i_a(t_1)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_a(t_1) &= I_{sc}\left\{1 - K' + \frac{K'}{\tau_a b_1} e^{c(t_1 - t_{dz})} \sin[b_1(t_1 - t_{dz})] + K'\right. \\
 &\left.(1 - K)\left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{c(t_1 - t_{dz})} \cos[b_1(t_1 - t_{dz}) + \theta]}{b_1}\right]\right\} \quad (28)
 \end{aligned}$$

식 (12)에 $t=2t_1$ 을 대입하면 $i_a(2t_1)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_a(2t_1) &= I_{sc}\left\{1 - K' + \frac{K'}{\tau_a \cdot b_1} e^{c(2t_1 - t_{dz})} \cdot \sin[b_1(2t_1 - t_{dz})] \right. \\
 &\left. + K'(1 - K)\left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{c(2t_1 - t_{dz})} \cdot \cos[b_1[2t_1 - t_{dz}] + \theta]}{b_1}\right]\right\} \quad (29)
 \end{aligned}$$

여기서 식(28) (29)는 부록에서 증명된 바와 같이 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현된다. 따라서 $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 함수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (30)$$

그런데 $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$, K , K' 는 알 수 있으므로 τ_m/τ_a 는 數値解析의인 방법으로 구할 수 있다.

2) 臨界制動의 경우 ($C_1^2 = 4C_2$)

(14)식을 미분하여 0으로 놓으면 t_1 을 구할 수 있고 다시 τ_a 로 나누면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{t_1}{\tau_a} = \frac{2 \cdot K \cdot (\tau_m/\tau_a)}{K \cdot (\tau_m/\tau_a) - 1 + K} + \frac{t_{dz}}{\tau_a} \quad (31)$$

식 (14)에서 $t = t_1$ 을 대입하면 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + K' [K - 1 + (t_1 - t_{dz}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right)] e^{r(t_1 - t_{dz})} \right\} \quad (32)$$

식 (14)에 $t = 2t_1$ 을 대입하면 다음과 같다.

$$i_a(2t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + K' \left[K - 1 + (2t_1 - t_{dz}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right) \right] e^{r(2t_1 - t_{dz})} \right\} \quad (33)$$

여기서 식 (32) (33)은 부록에서 증명된 바와 같이 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현된다. 따라서 $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 는 τ_m/τ_a 의 함수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (34)$$

3) 過制動의 경우 ($C_1^2 > 4C_2$)

식 (16)을 미분하여 0으로 놓으면 t_1 을 구할 수 있고 다시 τ_a 로 나누면 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{t_1}{\tau_a} = \log e \left[\frac{1 - K(K \cdot \tau_m/\tau_a) \left[-\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1-K}{K \cdot \tau_m/\tau_a} \right) - \tau_a \cdot b_2 \right]}{1 - K(K \cdot \tau_m/\tau_a) \left[-\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1-K}{K \cdot \tau_m/\tau_a} \right) + \tau_a \cdot b_2 \right]} \right] + \frac{t_{dz}}{\tau_a} \quad (35)$$

여기서

$$\tau_a \cdot b_2 = \frac{1}{K(\tau_m/\tau_a)}$$

$$\sqrt{-K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + \frac{1}{4} \left\{ K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)^2 + 2K(1-K) \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + (1-K)^2 \right\}} \quad (36)$$

이다.

그리고 식 (16)에 $t = t_1$ 을 대입하면 $i_a(t_1)$ 는 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3 t_1 (1 - t_{dz})} - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4 t_1 (1 - t_{dz})} \right\} \quad (37)$$

식 (16)에 $t = 2t_1$ 을 대입하면 $i_a(2t_1)$ 는 다음과 같다.

$$i_a(2t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3 (2t_1 - t_{dz})} - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4 (2t_1 - t_{dz})} \right\} \quad (38)$$

여기서 식 (37) (38)은 부록에서 증명된 바와 같이 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현된다. 따라서 $i_a(2t_1)/i_a(t_1)$ 은 τ_m/τ_a 의 함수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (39)$$

이상의 관계로부터 τ_a , τ_m 의 산출 알고리즘은 그림 5와 같고 그 절차는 다음과 같다.

가) t_1 , $i_a(t_1)$, $i_a(2t_1)$, K , K' 는 측정 또는 계

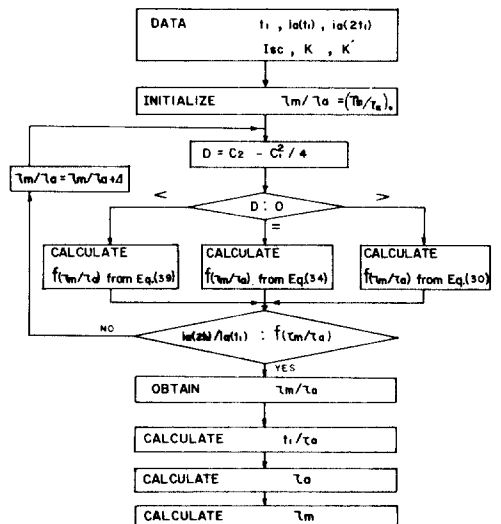


그림 5 τ_a , τ_m 의 산출 알고리즘

Fig. 5 Calculation algorithm of τ_a , τ_m

산에 의해 알 수 있다.

- 나) 식 (30), (34), (39)에서 좌변은 알고 우변은 τ_m/τ_a 의 함수이므로 τ_m/τ_a 을 구한다.
- 다) 식 (25), (31), (35)에 τ_m/τ_a 을 대입하여 t_1/τ_a 를 구한다.
- 라) t_1/τ_a 와 t_1 을 알 수 있으므로 τ_a 을 구한다.
- 마) τ_a 와 τ_m/τ_a 를 알 수 있으므로 τ_m 를 구한다.

4.2 Pesek의 條件式

Lord는 식(30), (34), (39)으로부터 $\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)}$ - $\frac{i_a(t_1)}{I_{sc}}$ 을 계산하여 그림 6과 같이 圖示하였는데

이것이 거의 0에 가까우므로 다음과 같은 Pesek의 조건식이 성립함을 증명하였다. [15]

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = \frac{i_a(t_1)}{I_{sc}} \tag{40}$$

5. 파라미터의 算出節次

Pesek의 條件式이 성립하므로 디지털 平均法에 의해 脈動이 除去된 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 $t_1, i_a(t_1)$,

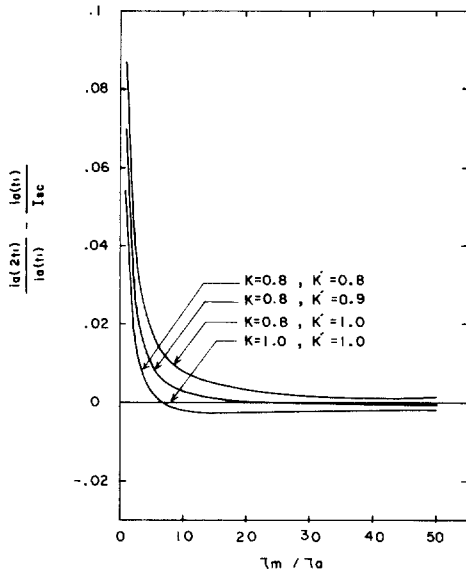


그림 6 τ_m/τ_a 대 $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_{sc}$ 의 그래프
 Fig. 6 Graph of τ_m/τ_a vs $i_a(2t_1)/i_a(t_1) - i_a(t_1)/I_{sc}$

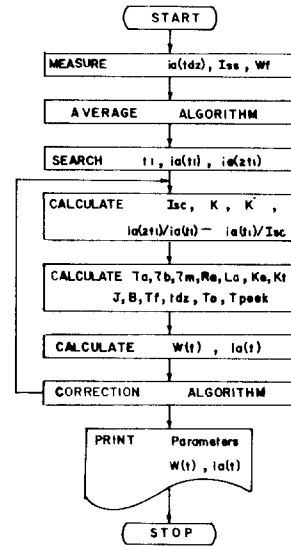


그림 7 파라미터 산출 프로그램의 흐름선도
 Fig. 7 Flowchart of parameter determination program.

- $i_a(2t_1)$ 을 구하고 $i_a(t_{dz}), I_{sc}$ 와 w_f 를 測定한다.
- 2) 식 (40)으로부터 $I_{sc} = [i_a(t_1)]^2 / i_a(2t_1)$ 이 성립하므로 I_{sc} 를 구한다.
- 3) $I_{sc} = (1 - KK')I_{sc}$ 이므로 $KK' = 1 - I_{sc}/I_{sc}$ 가 된다.
 I_{sc} 와 I_{sc} 를 代入하여 KK' 를 구한다.
- 4) $K' = 1 - i_a(t_{dz})/I_{sc}$ 에 의해 K' 를 구한다.
- 5) $K = KK'/K'$ 에 의해 K 를 구한다.
- 6) 4장의 τ_a, τ_m 산출 알고리즘에 의해 τ_a, τ_m 을 구한다.
- 7) $R_a = V/I_{sc}$ 에 의해 R_a 를 구한다.
- 8) $\tau_a = L_a/R_a$ 에 의해 L_a 를 구한다.
- 9) $\tau_b = K\tau_m/(1-K)$ 에 의해 τ_b 를 구한다.
- 10) $t_{dz} = \tau_a \log_e(1/K')$ 에 의해 t_{dz} 를 구한다.
- 11) $K_e = KK'V/w_f$ 에 의해 K_e 를 구한다.
- 12) K_t 는 SI단위계로 표현할 때의 K_e 와 같다.
- 13) $J = \tau_m K_e K_t / R_a$ 에 의해 J 를 구한다.
- 14) $B = J/\tau_b$ 에 의해 B 를 구한다.
- 15) $T_f = K_t i_a(t_{dz})$ 에 의해 T_f 를 구한다.
- 16) 定常狀態의 토오크 $T_o = K_t I_{sc}$ 이다.
- 17) 瞬間 最大 토오크 $T_{peak} = K_t i_a(t_1)$ 이다.

위와 같은 순서로 直流 서어보 電動機의 파라미터를 구할 수 있다. 그리고 하드웨어의 제어가 용이하고 구조화된 특성을 갖는 C언어를 사용하여

개발된 파라미터산출 프로그램의 흐름선도는 그림 7과 같다.

6. 온 라인 시스템의 구성

測定時의 目視誤차를 除去하고 測定節次를 自動화하기 위하여 그림 8과 같이 IBM-PC를 이용하여 온라인 시스템을 구성하였다. 또 그 시스템의 블

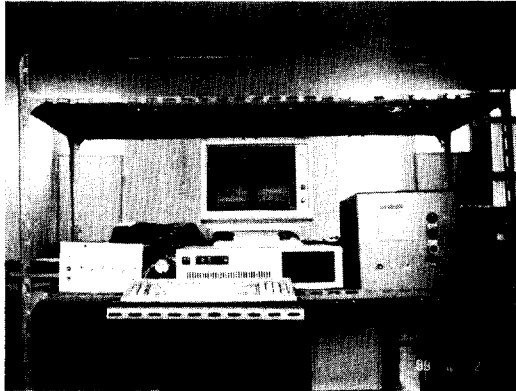


그림 8 온라인 測定 시스템 사진
Fig. 8 Photograph of on-line measurement system.

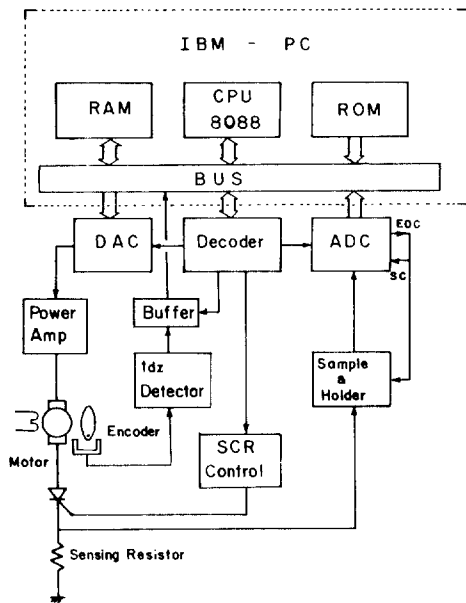


그림 9 온라인 測定 시스템의 블럭선도
Fig. 9 Block diagram of on-line measurement system.

럭선도는 그림 9와 같다.

6.1 不感帶電流 檢出

타여자 直流 서어보 電動機의 계자권선에 一定 電壓을 유지한 상태에서 電機子에 階段入力を 가 하면 一定한 크기의 축수마찰이 존재하므로 회전 자는 電機子 전류가 마찰 토오르크를 이기는 토오르크를 발생시킬 때까지는 회전하지 못한다. 그리고 회전하기 시작하는 瞬間의 電機子 電流가 不感帶電流 $i_a(t_{dz})$ 가 된다. 이 전류를 測定하기 위해 마이크로 컴퓨터로 D/A변환기와 전력증폭기를 통해 0(V)에서 서서히 電機子 印加電壓을 증가시킨다. 印加電壓을 점차 증가시키면 電機子 電流에 의해 발생된 토오르크가 마찰 토오르크를 이기고 회전하기 시작한다. 그 瞬間을 그림 9의 t_{dz} 感知回路가 感知하여 不感帶電流 $i_a(t_{dz})$ 를 A/D변환기를 통해 마이크로 컴퓨터로 入力시킨다.

6.2 電機子 電流 檢出

直流電動機의 電機子에 인가할 直流전원의 계단 電壓은 脈動이 없어야 하며 上昇時間이 電動機의 전기적 시정수에 비하여 무시될 수 있을 정도로 작아야 한다. 그래서 LM200으로 一定電壓을 유지하고 출력단 다이리스터에 트리거 펄스를 가하여 0.5[μ sec]의 上昇時間을 갖는 양호한 계단 電壓을 얻을 수 있었다. 또 電流感知用 저항은 電動機의 特性에 영향을 주어서는 안되므로 電機子 저항에 비하여 무시할 수 있을 정도로 작아야 한다. 본 실험에는 0.05[Ω]의 저항을 사용하였다.

電機子 電流를 測定하기 위하여 샘플 홀더(LF398H)와 A/D변환기(ADC1211)를 사용하여 應答電流를 마이크로 컴퓨터의 메모리에 저장시킨다. 그림 9에서 알 수 있는 바와 같이 A/D변환기의 SC에 펄스를 가한 후 변환이 끝나면 EOC信號를 받아 전기자 電流값을 마이크로 컴퓨터의 메모리에 읽어 들인다. 또 EOC信號는 샘플 홀더를 구동시켜 새로운 電流값을 샘플하는 과정을 반복하여 마이크로 컴퓨터에 순차적으로 저장한다.

6.3 定常狀態 電流 및 速度 檢出

定常狀態時의 電機子 電流 I_{ss} 를 檢出하기 위해 電機子에 電壓을 인가한 후 과도현상이 완료된 20초 후에 A/D변환기로 電流를 感知하여 메모리에 저장한다. 또 速度 w_r 를 구하기 위해 Photo interrupter를 이용하여 펄스 열을 발생시키고 그 펄스의 수를 計算하여 速度를 알아낸다.

7. 電流 應答曲線의 補正

實測하여 平均한 電流 應答 曲線과 算出된 파라미터를 關係式에 代入하여 얻은 電流曲線 사이에는 그림 10과 같이 차이가 있게 된다. 그 원인은 크게 3가지로 생각할 수 있다. 첫번째 원인은 不感帶 電流를 測定할 때 電動機가 회전하기 시작하는 순간보다 약간 늦게 마이크로 컴퓨터가 인식하게 되어 不感帶 電流가 실제값 $i_a(t_{az})$ 보다 조금 큰값 $i_a(t_{az}')$ 로 入力되기 때문이고 두번째 원인은 電流의 尖頭值를 구할 때 曲線이 상승하다가 하강하는 瞬間을 프로그램으로 찾아내는데 尖頭值 부분이 둥그스럽게 되어 있으므로 실제의 尖頭值 時間 t_1 보다 약간 뒤인 t_1' 로 인식되기 때문이다. 즉 $i_a(t_1)$ 과 $i_a(2t_1)$ 의 값이 $i_a(t_1')$ 와 $i_a(2t_1')$ 로 되므로 파라미터 算出에 큰 영향을 미친다. 세번째 원인은 디지털 平均을 취하여 脈動成分을 많이 除去하였지만 약간은 남아 있으므로 영향을 미치게 된

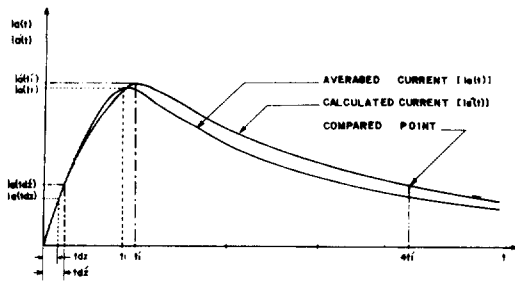


그림 10 디지털 平均된 電流曲線과 補正前의 計算된 電流曲線
 Fig. 10 Digital averaged current curve and calculated current curve before correction.

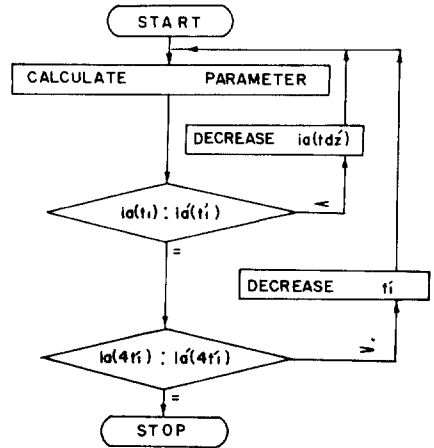


그림 12 파라미터 補正 프로그램의 흐름선도
 Fig. 12 Flowchart of parameter correction program.

다. 따라서 t_{az}' 를 t_{az} 로, t_1' 를 t_1 으로 접근시키는 方法을 알아내야 한다. 여기서 t_{az}' 의 크기는 電流 尖頭值의 크기가 실제 값과 같이 되도록 補正한다. t_{az} 의 보정이 끝나면 t_1' 의 4배되는 $4t_1'$ 점을 비교점으로 선정하여 그점의 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 블록선도와 補正 프로그램의 흐름도를 그림 11, 12에 나타내었다.

8. 實驗結果 및 考察

8.1 디지털 平均法의 효과

시험용 電動機로서 Tamagawa Seiki Co.의 直 流 서어보 電動機(TS 900NB)를 사용하였다. 定格電壓으로 段階入力を 電機子 권선에 인가하였을 때 마이크로 컴퓨터의 메모리에 저장된 電流 應答 曲線을 프린터로 출력하여 그림 13(a)에 나타냈다.

그림 13(a)에서 測定된 電流應答曲線은 脈動이 매우 심한 것을 알 수 있다. 그리고 그림 13(b) - (d)에 디지털 平均法을 이용한 電流應答曲線을 나타냈으며 반복횟수를 증가할수록 脈動이 작아지는 것을 알 수 있다. 본 實驗에서는 반복횟수를 2047회까지 하였으며 그때의 曲線은 그림 13의 (d)와 같이 상당히 脈動이 除去되어 만족할만한

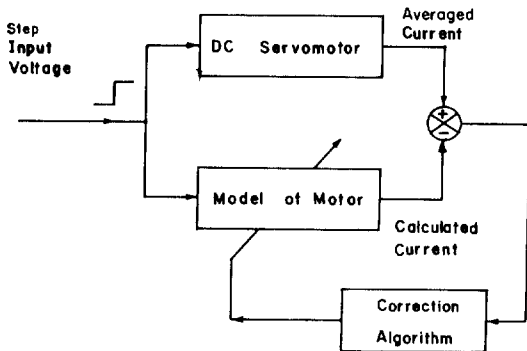


그림 11 파라미터 補正의 블록선도
 Fig. 11 Block diagram of parameter correction.

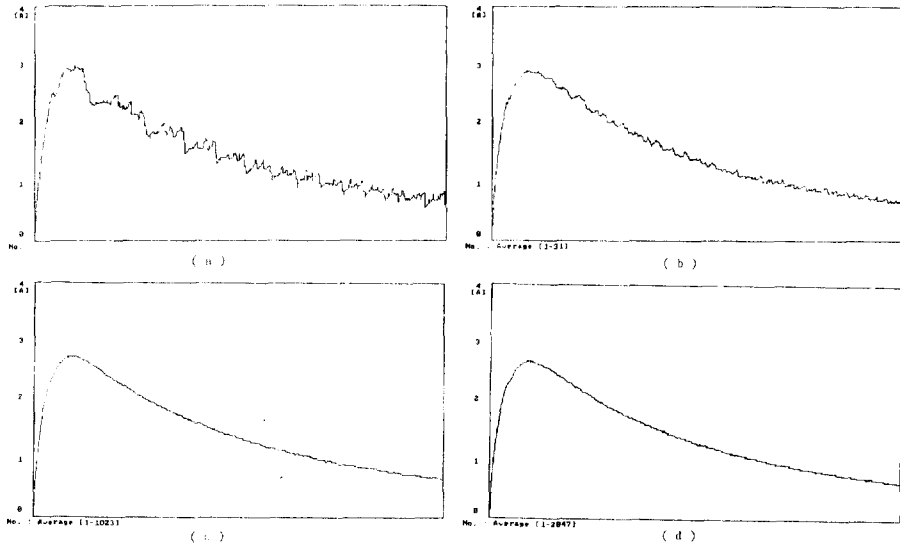


그림 13 디지털 平均의 효과

(a) 평균횟수:1 (b) 평균횟수:31 (c) 평균횟수:1023 (d) 평균횟수:2047

Fig. 13 Effect of digital average.

(a) average times:1 (b) average times:31 (c) average times:1023

(d) average times:2047

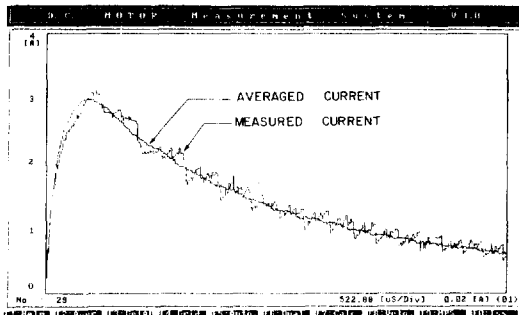


그림 14 平均한 電流 應答曲線과 平均하지 않은 應答曲線의 차이

Fig. 14 Difference between averaged current curve and non-averaged current curve.

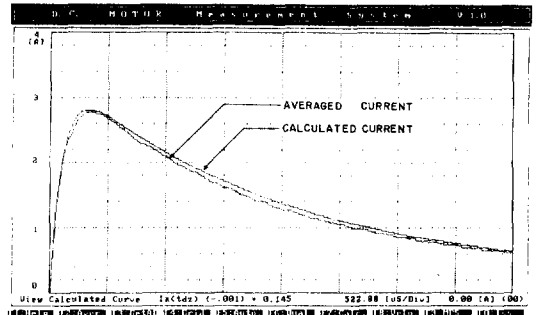


그림 15 補正前의 計算된 電流曲線과 디지털 平均된 電流曲線

Fig. 15 Calculated current curve before correction and digital averaged current curve.

結果를 얻을 수 있었으며 또 2047번 디지털 平均한 電流 應答曲線과 디지털 平均하지 않은 曲線의 편차를 平均한 값이 0에 가까운 것을 알 수 있었다. 그림 14는 디지털 平均한 電流 應答曲線과 디지털 平均하지 않은 曲線을 나타내주고 있다.

8.2 파라미터의 算出 및 補正

그림 13(d) 파형중 尖頭值가 상승하는 경사는 전기적 시정수 τ_a 에 관계된다. 즉 L_a 가 R_a 보다

클수록 완만한 경사를 갖게 된다. 尖頭值는 R_a 에 주로 관계되고 또 하강 曲線의 기울기는 기계적 시정수 τ_m 과 관계되며 J, B 가 클수록 완만한 기울기를 갖게 된다. 그리고 定常狀態 電流는 B 와 T_f 에 관계된다. B 와 T_f 가 클수록 定常狀態의 電流는 커지고 그만큼 역기전력은 감소한다. 따라서 속도가 감소하게됨을 알 수 있다.

디지털 平均法을 이용한 應答曲線으로부터 각종

표 1 測定된 電流應答 데이터

Table 1 Measured current response data

$i_a(t_1)$	$i_a(2t_1)$	$i_a(t_{az})$	I_{ss}	t_1	V	w_f
2.824(A)	2.392(A)	0.145(A)	0.267(A)	1.8(mS)	21(V)	5297(R.P.M.)

표 2 補正하기 전에 算出된 파라미터

Table 2 Calculated parameters before correction

parameter	value	parameter	value
τ_a	0.617(mS)	J	$1.54 \times 10^{-6}(\text{NmS}^2)$
τ_m	8.018(mS)	B	$7.64 \times 10^{-6}(\text{NmS})$
τ_b	201.996(mS)	T_f	$5.06 \times 10^{-3}(\text{Nm})$
I_{sc}	3.333(A)	t_{az}	27.486(μS)
R_a	6.301(Ω)	K_e	0.035(VS/rad)
L_a	3.886(mH)	T_o	$9.30 \times 10^{-3}(\text{Nm})$
K_t	0.035(Nm/A)	T_{peak}	$9.83 \times 10^{-2}(\text{Nm})$

표 3 補正後의 파라미터

Table 3 Parameters after correction

parameter	value	parameter	value
τ_a	0.501(mS)	J	$1.80 \times 10^{-6}(\text{NmS}^2)$
τ_m	9.898(mS)	B	$8.67 \times 10^{-6}(\text{NmS})$
τ_b	207.647(mS)	T_f	$4.45 \times 10^{-3}(\text{Nm})$
I_{sc}	3.176(A)	t_{az}	20.657(μS)
R_a	6.611(Ω)	K_e	0.035(VS/rad)
L_a	3.313(mH)	T_o	$9.26 \times 10^{-3}(\text{Nm})$
K_t	0.035(Nm/A)	T_{peak}	$9.79 \times 10^{-2}(\text{Nm})$

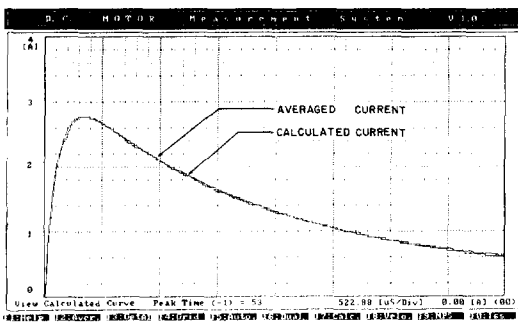


그림 16 補正後의 計算된 電流曲線과 平均된 電流曲線

Fig. 16 Calculated current curve after correction and averaged current curve.

測定值들을 마이크로 컴퓨터로 感知하여 구한 값은 표 1과 같다.

여기서 $i_a(t_{az})$ 는 電機子에 電壓을 0으로부터 서서히 증가시키면서 電動機가 회전하기 시작할 때 즉 $K_t i_a(t_{az}) = T_f$ 가 성립할 때의 電流이다. 그 測定值들을 파라미터 算出 프로그램에 入力시킨 結果 표 2와 같은 補正前의 파라미터를 얻을 수 있었다.

그리고 마이크로 컴퓨터로 算出된 파라미터를 關係式에 代入하여 電流曲線을 구하여 平均된 電流와 비교하면 그림 15와 같다.

여기서 두 曲線사이에는 많은 차이가 있게 된다. 따라서 t_{az} 와 t_1 을 그림 12의 흐름선도에 의해 각각 補正하면 實驗에 의한 實測 電流曲線과 補正된 파라미터를 代入하여 計算된 電流曲線이 그림 16과 같이 매우 잘 일치하게 되고 이때의 파라미터는 표 3과 같으며 電動機 파라미터의 참값이 된다. 이와같이 본 논문에서 제시된 方法은 매우 正確

하게 파라미터를 算出할 수 있는 편리한 方法임을 증명할 수 있었다. 즉 測定시의 目視誤差로 인한 파라미터의 算出 誤差를 줄일 수 있었고 온라인 시스템 구성으로 파라미터 측정을 完全 自動化할 수 있었다. 또 實測한 電流曲線과 計算된 電流曲線을 비교하여 즉시 正確度를 判별할 수 있을 뿐만 아니라 개발된 프로그램은 直流電動機의 시뮬레이터로 이용될 수 있다.

9. 結 論

PC를 이용한 直流 서어보 電動機의 파라미터 測定의 自動化에 대한 研究 結果 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

- (1) 디지털 平均法을 이용하여 電流 應答曲線의 雜音成分을 除去함으로써 目視誤差를 방지하여 正確한 파라미터를 測定할 수 있었다.
- (2) 不感帶 電流值와 尖頭值 電流時間의 補正을 하는 알고리즘을 제안하였으며 이 方法을 이용하여 實測한 電流曲線과 計算된 電流應答를 일치시키므로써 正確한 파라미터를 구할 수 있었다.
- (3) PC를 이용하여 온라인 測定 시스템을 구성하고 파라미터 算出을 위한 모든 節次와 과정을 프로그램함으로써 파라미터 測定을 完全自動化하였다.
- (4) 파라미터의 算出에 관계되는 τ_a , τ_m 을 數值 解析的으로 구하기 위한 關係式을 유도하여 종래의 미리 구해진 特性曲線으로부터 目視的으로 τ_a , τ_m 을 찾아내는 불편함과 不正確性을 除去할 수 있었다.
- (5) 開發된 파라미터 算出 프로그램은 電動機의 電流와 速度特性을 알아내는 시뮬레이터로 사용이 가능하여 새로운 직류 서어보 電動機의 設計 및 파라미터 측정에도 이용될 수 있다고 생각된다.

附 錄

$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)}$ 이 τ_m/τ_a 의 함수로 표현됨을 證明하면 다음과 같다.

- 1) 不足制動의 경우 ($C_1^2 < 4C_2$)

식 (28), (29)는 다음과 같다.

$$i_a(t) = I_{sc} \left\{ 1 - K' + \frac{K'}{\tau_a b_1} e^{c(t_1 - t_{az})} \right.$$

$$\left. \sin [b_1(t_1 - t_{az})] + K'(1 - K) \right\}$$

$$\left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{c(t_1 - t_{az})} \cos [b_1(t_1 - t_{az}) + \theta]}{b_1} \right] \quad (A-1)$$

$$i_a(2t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - K' + \frac{K'}{\tau_a \cdot b_1} e^{c(2t_1 - t_{az})} \right.$$

$$\left. \frac{\sin [b_1(2t_1 - t_{az})] + K'(1 - K)}{b_1} \right\} \quad (A-2)$$

여기서 記號說明에 정의된 關係式을 대입하고 정리하면

$$q_1 = \sqrt{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - \frac{1}{4} \left\{ K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)^2 + 2K(1 - K) \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + (1 - K)^2 \right\}} \quad (A-3)$$

$$C(t_1 - t_{az}) = \frac{\left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} \times \tan^{-1} \left[\frac{2q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - 1 + K} \right]}{2q_1} \quad (A-4)$$

$$b_1(t_1 - t_{az}) = \tan^{-1} \left[\frac{2q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - 1 + K} \right] \quad (A-5)$$

$$\tau_a \cdot b_1 = \frac{q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)} \quad (A-6)$$

$$b_1 = \frac{q_1}{\tau_a \cdot K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)} \quad (A-7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)}{2q_1} \right] \quad (A-8)$$

$$\sqrt{C_2} = \frac{1}{\tau_a} \sqrt{\frac{1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)}} \quad (A-9)$$

$$C(2t_1 - t_{az}) = \frac{\left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\}}{2K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)} \cdot \frac{\left\{ 2K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \tan^{-1} \left[\frac{2q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - 1 + K} \right] \right.}{q_1} \quad (A-10)$$

$$\left. + \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \right\}$$

$$b_1(2t_1 - t_{az}) = 2 \tan^{-1} \left[\frac{2q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - 1 + K} \right] + \frac{q_1}{K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right)} \cdot \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \quad (A-11)$$

으로 표현할 수 있다. 따라서 (A-1), (A-2)식의 우변은 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현할 수 있으며 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (A-12)$$

(2) 臨界制動의 경우 ($C_1^2 = 4C_2$)

식 (32), (33)은 다음과 같다.

$$i_a(t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + K' [K - 1 + (t_1 - t_{az}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right)] e^{r(t_1 - t_{az})} \right\} \quad (A-13)$$

$$i_a(2t_1) = I_{sc} \left\{ 1 - KK' + K' [K - 1 + (2t_1 - t_{az}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right)] e^{r(2t_1 - t_{az})} \right\} \quad (A-14)$$

여기서 관계식을 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} & (t_1 - t_{az}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right) \\ &= \frac{2K(\tau_m/\tau_a)}{K(\tau_m/\tau_a) - 1 + K} \end{aligned}$$

$$\left\{ 1 + \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{2K(\tau_m/\tau_a)} - \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{2(\tau_m/\tau_a)} \right\} \quad (A-15)$$

$$r(t_1 - t_{az}) = \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{K(\tau_m/\tau_a) - 1 + K} \quad (A-16)$$

$$\begin{aligned} & (2t_1 - t_{az}) \left(\frac{1}{\tau_a} + r - rK \right) \\ &= \left\{ \frac{4K(\tau_m/\tau_a)}{K(\tau_m/\tau_a) - 1 + K} + \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \right\} \\ & \cdot \left\{ 1 + \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{2K(\tau_m/\tau_a)} - \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{2(\tau_m/\tau_a)} \right\} \end{aligned} \quad (A-17)$$

$$\begin{aligned} & r(2t_1 - t_{az}) \\ &= \frac{2(K-1-K(\tau_m/\tau_a))}{K(\tau_m/\tau_a) - 1 + K} + \frac{K-1-K(\tau_m/\tau_a)}{2K(\tau_m/\tau_a)} \\ & \cdot \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \end{aligned} \quad (A-18)$$

으로 표현할 수 있다. 따라서 (A-13), (A-14)식의 우변은 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현할 수 있으며 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (A-19)$$

(3) 過制動의 경우 ($C_1^2 > 4C_2$)

식 (37), (38)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & i_a(t_1) \\ &= I_{sc} \left\{ 1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3(t_1 - t_{az})} \right. \\ & \left. - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4(t_1 - t_{az})} \right\} \end{aligned} \quad (A-20)$$

$$\begin{aligned} & i_a(2t_1) \\ &= I_{sc} \left\{ 1 - KK' + \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) e^{r_3(2t_1 - t_{az})} \right. \\ & \left. - \frac{K'}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) e^{r_4(2t_1 - t_{az})} \right\} \end{aligned} \quad (A-21)$$

여기서 관계식을 대입하고 정리하면

$$q^2 = \frac{\sqrt{-K(\tau_m/\tau_a) + \frac{1}{4} \{ K^2(\tau_m/\tau_a)^2 + 2K(1-K) \}}}{(\tau_m/\tau_a) + (1-K)^2} \quad (A-22)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_4 - r_4 K \right) \\ &= \frac{1}{2q_2} \left[K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + \frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) - 2q_2 \right\} (1-K) \right] \end{aligned} \quad (A-23)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{r_3 - r_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + r_3 - r_3 K \right) \\ &= \frac{1}{2q_2} \left[K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + \frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + 2q_2 \right\} (1-K) \right] \end{aligned} \quad (A-24)$$

$$\begin{aligned} & r_3(t_1 - t_{az}) \\ &= \left[\frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} + q_2 \right] \\ & \left[\frac{1}{2q_2} \log_e \left\{ \frac{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right] \end{aligned} \quad (A-25)$$

$$\begin{aligned} & r_4(t_1 - t_{az}) \\ &= \left[\frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} - q_2 \right] \\ & \left[\frac{1}{2q_2} \log_e \left\{ \frac{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right] \end{aligned} \quad (A-26)$$

$$\begin{aligned} & r_3(2t_1 - t_{az}) \\ &= \left[\frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} + q_2 \right] \\ & \left[\frac{1}{q_2} \log_e \left\{ \frac{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right. \\ & \left. + \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \right] \end{aligned} \quad (A-27)$$

$$\begin{aligned} & r_4(2t_1 - t_{az}) \\ &= \left[\frac{1}{2} \left\{ K - 1 - K \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) \right\} - q_2 \right] \end{aligned}$$

$$\left[\frac{1}{q_2} \log_e \left\{ \frac{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) + 2q_2 K}{2 + K^2 \left(\frac{\tau_m}{\tau_a} \right) + K(1-K) - 2q_2 K} \right\} \right. \\ \left. + \log_e \left(\frac{1}{K'} \right) \right] \quad (A-28)$$

으로 표현할 수 있다. 따라서 식 (A-20), (A-21)의 우변은 모두 τ_m/τ_a 의 함수로 표현할 수 있으며 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{i_a(2t_1)}{i_a(t_1)} = f(\tau_m/\tau_a) \quad (A-29)$$

참 고 문 헌

[1] B.C. Kuo, Automatic Control System 4th ed., Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1982. pp. 176-186.

[2] 박귀태, 임영철, "서어보 전동기의 최근 동향," 대한전기학회지, 35(5), pp. 34-42, 1986.

[3] H.D. Snively and P.B. Robinson, "Measurement and Calculation of DC Armature Circuit Inductance," AIEE Trans., 69, pt. 2, pp. 1228-1235, 1950.

[4] R.M. Saunders, "Measurement of DC Machine Parameters," J. AIEE, 70, 700~706, 1951.

[5] J.S. Ewing, "Lumped Circuit Impedance Representation for DC Machines," IEEE Trans. Power App. Syst., PAS-87, PP. 1106-1110, Apr. 1968.

[6] R.A. Schulz, "A Frequency Response Method for Determining the Parameters of High Performance DC Motor," IEEE Trans. Ind.

Elec., IE-30, no. 1, pp. 39-42, Feb., 1983.

[7] Y.C. Lim, "A study on the Parameter Measurement of D.C. Servomotors by Frequency Response," TECH REV. Chonnam Nat. Univ., vol. 27, pp. 7-16, 1985.

[8] P. Naslin, The Dynamics of Linear and Non-Linear Systems. Gordon and Breach, New York, 1965, pp. 39-45.

[9] DC Mortos, Speed Controls, Servo Systems, Handbook, 4th ed., Elector-Craft Corp. Hopkins, MN., 1978.

[10] Private correspondance with Tamagawa Manufacturing Co., Feb., 1984.

[11] B. Szabados, N.K. Sinha, and C.D. Dicenzo, "A Realistic Math Model for DC Motors," Control Eng., 19, pp. 49-53, March, 1972.

[12] N.K. Sinha, et al, "Modeling of DC Motors for Control Applications," IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., IECI-21, PP. 84-88, May, 1974.

[13] E. Pasek, "Novy Zpusob Urcent Zakaladnich Dynamickykh Parametru Stejnosmernero Motoru," Elektrotech obz., vol. 51, pp. 109-114, 1962.

[14] W. Lord and R.M. Roberge, "Effect of Viscous Damping on Pasek's Method for Determining DC Servomotor Time Constants," Electron Letter, 5, pp. 56-58, Feb., 1969.

[15] W. Lord and J.H. Hwang, "DC Servomotors-Modeling and Parameter Determination," IEEE Trans. Ind. App., vol. IA-13, no. 3, pp. 234-243, May/June, 1977.