

Parameter Identification of Induction Motor from Step Response

全 範 祐* · 盧 致 元** · 柳 俊 衡** · 李 光 遠***

(Bum-Ho Jeon · Chi-Won Roh · Joon-Hyoung Ryu · Kwang-Won Lee)

Abstract - This paper presents an identification method of parameters of induction motor which is driven by PWM voltage inverter. The method uses least square estimation based on the step voltage input and current response. Utilizing the fact that ratio of two characteristic roots is large in the induction motor circuit, we derived two 1st-order difference equations for direct computation of parameter values. Experimental results are compared with conventional motor test results to demonstrate that the proposed method is capable of estimating parameters of induction motor at standstill.

Key Words : Parameter Identification, Induction Motor, Motor Test

1. 서 론

유도전동기는 견고하고 간단한 구조를 갖는 장점 때문에 산업 현장에서 가장 널리 이용되고 있다. 다만, 정속도 특성을 갖고 속도제어가 까다로운 단점이 있었으나 벡터제어 기술이 개발되면서 가변속 구동에도 점점 이용이 늘고 있다. 벡터제어와 같이 유도전동기를 고성능으로 제어하려면 전동기의 파라미터를 알아야 한다[1]. 유도전동기의 제어와 결부되어 파라미터를 추정하는 문제에 대해서 많은 연구가 이루어지고 있다[2-9]. 유도 전동기의 파라미터를 추정하기 위해서는 고정자에 전압을 입력으로 가하고 고정자 전류, 회전자 회전속도 등을 측정하여야 한다. 가해지는 입력으로는 유도 전동기 시스템의 동특성을 충분히 나타낼 수 있는 입력을 선택해야 하며, 이산 시간으로 전류를 측정하기 때문에 적당한 샘플링 시간을 선택해야 한다[2].

유도전동기의 파라미터를 측정하기 위한 기존의 전동기 시험은 구속 시험, 무부하 시험, 고정자 권선 저항의 측정 등인데 유도전동기가 현장부하에 설치되어 있는 경우에는 이러한 시험을 하기가 매우 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해 유도 전동기에 토오크를 발생시키지 않는 입력을 가해서 전동기 파라미터를 식별하는 방법이 사용되고 있다[3-7]. 유도 전동기 파라미터 식별 과정에서 입력 파형은 정현파, 백색 잡음, 직류 전압, 펄스 입력, PRBS(Pseudo Random Binary Signal)등 여러 형태를 생각할 수 있고, 적용되고 있는 알고리즘도 EKF(Extended Kalman Filter), ML(Maximum

Likelihood), PEM(Prediction Error Method)등 다양한 알고리즘이 있다. 또한 얻어진 데이터를 시간영역에서 이용하는 방법, 주파수 영역에서 이용하는 방법등 다양한 시도가 이루어지고 있다. 대부분의 파라미터 식별방법들은 입력 파형으로 주파수가 다른 정현파를 가하거나 직류 및 펄스 전압을 가하기 때문에 유도전동기의 특성을 모든 범위에서 잘 나타낼 수 있도록 하기 위하여 입력 파형의 모양이 복잡해지는 단점이 있고, 파라미터의 계산 시간도 상당히 많이 걸린다.

이 논문에서는 이러한 단점을 줄이기 위해서 반주기가 전동기 회전자 시상수(time constant)의 3~6배 되는 구형파 입력을 가함으로써 고정자 전류 파형에 전동기의 시상수가 잘 나타나도록 하고, 계산 시간을 줄일 수 있도록 차분 방정식으로부터 곧바로 파라미터 추정을 위한 최소자승법(Least Squares Method)을 적용하였다. 제안된 방법을 적용하여 추정된 파라미터 값들을 전동기 시험에 의해 측정된 파라미터 값과 비교하여 검증하였다.

2. 파라미터 식별

2.1 유도 전동기 수학적 모델

유도 전동기의 전압 전류를 고정자측으로 환산하고 공간 페이저(Phasor)를 사용하여 전압 방정식을 세우면 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{v}_s &= R_s \overline{i}_s + \frac{d}{dt} \overline{\lambda}_s + j\omega_e \overline{\lambda}_s \\ 0 &= R_r \overline{i}_r + \frac{d}{dt} \overline{\lambda}_r + j\omega_{sl} \overline{\lambda}_r \end{aligned} \quad (1)$$

단, $\overline{\lambda}_s = L_s (\overline{i}_s + \overline{i}_r)$,
 $\overline{\lambda}_r = L_s \overline{i}_s + (L_s + L_\sigma) \overline{i}_r$

* 正 會 員 : 韓 國 하니웰 研究所 研究員
 ** 準 會 員 : 아주대 電子工學部 博士課程
 *** 正 會 員 : 아주대 電子工學部 教授 · 工博
 接受日字 : 2000年 11月 14日
 最終完了 : 2001年 3月 31日

전동기에 토오크가 발생하지 않도록 정지된 축을 여자하는 경우 회전 자장이 생기지 않으므로 식(1)은 식(2)와 같은 상태 방정식으로 정리된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_s(t) \\ \frac{d}{dt} i_r'(t) \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} L_s & L_s \\ L_s & L_s + L_\sigma \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(t) \\ i_r'(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & L_s \\ L_s & L_s + L_\sigma \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_s(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2) \\ &= - \frac{1}{L_\sigma} \begin{bmatrix} (1+\sigma)R_s & -R_r' \\ -R_s & R_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(t) \\ i_r'(t) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_\sigma} \begin{bmatrix} 1+\sigma \\ -1 \end{bmatrix} v_s(t) \quad \text{단, } \sigma = \frac{L_\sigma}{L_s} \end{aligned}$$

이 때의 등가회로는 그림(1)과 같다.

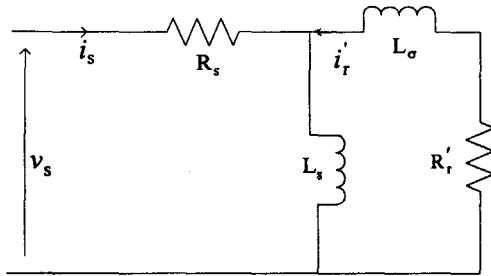


그림 1. 유도 전동기 정지시 등가 회로
Fig 1 Equivalent circuit of induction motor at standstill

식 (2)를 라플라스 변환하여 입력 어드미턴스를 구하면 식 (3)과 같고

$$\begin{aligned} \frac{I_s(s)}{V_s(s)} &= \frac{(1+\sigma)s + \frac{R_r'}{L_\sigma} \sigma}{L_\sigma \left\{ s^2 + \frac{1}{L_\sigma} (R_r' + R_s(1+\sigma))s + \frac{\sigma}{L_\sigma^2} R_s R_r' \right\}} \quad (3) \end{aligned}$$

특성 방정식으로부터 2개의 특성근은 식(4)와 같이 구하여진다.

$$-\lambda_{1,2} = \frac{-(1+\sigma)R_s - R_r' \pm \sqrt{\{(1+\sigma)R_s + R_r'\}^2 - 4\sigma R_s R_r'}}{2L_\sigma} \quad (4)$$

만약 $\sigma = \frac{L_\sigma}{L_s} \ll 1$ 이면 두개의 특성근은 $\lambda_1 \approx (R_s + R_r')/L_\sigma$, $\lambda_2 \approx (R_s/R_r')/L_s$ 로서 두 값의 비가 크기 때문에 2계 미분 방정식을 1계 미분 방정식 두개로 분리할 수 있다.

2.2 입력 전압 파형

유도전동기의 두 개의 특성 근은 상당히 떨어져 있으므로 근사적으로는 계단 입력만으로 두 개의 특성근을 모두 추정할 수 있다. 그러나 필요에 따라 추정회수를 늘리려면 구형파가 편리할 것이다. 이때 구형파의 반주기는 회전자 시상수보다 어느 정도 길어야 회전자 시상수의 추정이 쉬워진다. 한편 전압의 크기는 고정자 저항이나 회전자 저항이 작기 때문에 자화전류가 자속을 포화시키지 않게 하려면 작아야 한다. 이렇게 낮은 전압을 PWM인버터로 만드는 경우 반도체 스위칭시의 데드타임과 순방향 저항등에 의하여 전압 강하가 일어나고, 또한 전류의 극성이 바뀌는 경우에도 데드 타임에 의한 전압의 극성이 바뀌어 실제 고정자에 가하는 전압의 크기가 변한다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 그림2와 같은 모양의 기준 입력 파형을 가함으로써 구형파 입력이 바뀌어 후 전류의 극성이 거의 전구간 같은 방향이 되게 하고 고정자에 가해지는 전압의 크기 v_s 는 식(5)와 같이 전압강하를 보정하여 계산한다.

$$v_s = v_s^* - \text{sig}(i_s) \times v_d \quad (5)$$

단, v_s^* : 고정자 기준전압

v_d : 데드 타임과 반도체 스위치에 의한 전압 강하

위 식 (5)에서 v_d 값은 데드 타임시간과 스위치 전압강하를 고려하여 정한다[3,10].

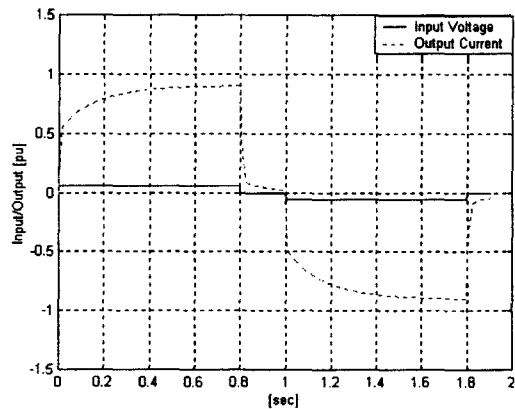


그림 2 기준 입력전압과 고정자 전류 파형
Fig 2 Reference input voltage and stator current

2.3 파라미터 식별을 위한 차분 방정식

유도전동기의 이산시간 상태 방정식은 식(2)를 이산화하면 식(6)과 같은 형태가 된다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (6)$$

단, $x(k) : 2 \times 1$ $A : 2 \times 2$ $B : 2 \times 1$ $C : [1 \ 0]$

위 식 (6)의 입력 $u(k)$ 와 출력 $y(k)$ 는 각각 고정자 전압과 고정자 전류가 된다. 여기에서 파라미터 식별의 문제는 입력과 출력 $\{u(k), y(k)\}$ 로부터 시스템 행렬 A, B 를 추정하는 것이다. 일반적인 다변수 시스템의 경우에는 입력과 출력으로부터 시스템의 상태를 알기 위하여 시스템의 임펄스 응답(Markov Parameter)을 먼저 구한 다음 ERA (Eigensystem Realization Algorithm)을 이용하여 시스템 행렬을 얻는 OKID(Observer Kalman filter IDentification) 알고리즘[11]을 적용할 수 있다. 여기에서는 유도 전동기의 두 개의 특성근이 상당히 멀리 떨어진 것을 이용하여 구형과 응답을 두 구간으로 나누어 짧은 시상수의 응답이 소멸한 다음의 출력모양으로부터 긴 시상수를 추정하고, 구형과 전압이 바뀐 직후의 응답에는 짧은 시상수가 지배적이므로 이로부터 짧은 시상수를 추정하는 방법을 강구한다.

구형과 입력전압 V 를 가했을 때 짧은 시상수의 응답이 소멸된 후($\lambda_1 t \gg 1$)의 고정자 전류 응답은 다음 식(7)로 표현된다.

$$i(t) = \frac{V}{R_s} - \left(\frac{V}{R_s} - I_0 \right) e^{-\lambda_1 t} \quad (7)$$

이 전류를 T_s 의 주기로 샘플링한 값을 y_k 라 하면 식(8)과 같이 구할 수 있다.

$$y_k = \frac{V}{R_s} - \left(\frac{V}{R_s} - I_0 \right) e^{-\lambda_2 k} \quad \text{단, } \lambda_2 = \lambda_1 T_s \quad (8)$$

식(8)을 차분 방정식으로 나타내면 식(9)가 된다.

$$(y_k - y_{k-1}) \approx -\Omega_2 y_{k-1} + \frac{\Omega_2}{R_s} V \quad \text{단, } \Omega_2 \ll 1 \quad (9)$$

식 (9)는 $y_k - y_{k-1}$, y_{k-1} 의 변화를 알면 Ω_2 와 R_s 를 추정할 수 있음을 보여 준다.

구형과 전압이 바뀐 직후의 응답은 짧은 시상수에 의한 것이 지배적으로 작용한다. 짧은 시상수 추정의 정확도를 증가시키기 위하여 Ω_2 와 R_s 를 먼저 추정한다 다음 이들의 영향을 근사적으로 고려하기로 한다. 전압 V_0 에서 짧은 시상수의 응답이 소멸된 다음 전압이 V 로 변할 때 긴 시상수의 영향을 고려한 전류 응답식은 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} \left(1 + 2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right) e^{-\lambda_1 t} \\ &\quad - \left\{ \frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} \left(1 + 2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right) - I_0 \right\} e^{-\lambda_2 t} \end{aligned} \quad (10)$$

단, $R_w = R_s + R_r$

이 식을 T_s 의 주기로 샘플링한 값을 y_k 라 하면 식(11)과 같다

$$\begin{aligned} y_k &\approx \frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} \left(1 + 2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \right) e^{-\Omega_1 k} \\ &\quad - \left\{ \frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} \left(1 + 2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \right) - I_0 \right\} (1 - \Omega_2 k) \end{aligned} \quad (11)$$

단, $\Omega_1 = \lambda_1 T_s$, $\Omega_2 k \ll 1$

차분 방정식으로 나타내면 식(12)와 같다.

$$\begin{aligned} (y_k - y_{k-1}) - \Omega_2 \left(\frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} - y_0 \right) &\approx \\ -\Omega_1 \left\{ y_{k-1} - y_0 - \Omega_2 (k-1) \left(\frac{V}{R_s} - y_0 \right) \right\} & \\ + a' (1 - \Omega_2 (k-1)) & \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } \Omega_1 &= 1 - e^{-\Omega_1} \\ a' &= \Omega_1 \cdot \frac{V - V_0}{R_w} \left(1 + 2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \right) \\ \Omega_2 \cdot \frac{\Omega_2}{\Omega_1} &\ll 1 \end{aligned}$$

식 (12)로부터 Ω_1 과 R_w 를 추정할 수 있음을 보여 준다.

2.4 최소 자승법

측정된 전류 값으로부터 파라미터를 추정하려면 측정 잡음이 오차의 큰 원인이 된다. 이러한 잡음에 의한 영향을 줄이기 위하여 측정값을 평균하여 사용하기로 한다.

식 (9)를 $k=1$ 부터 $k=k$ 까지 더한 후 다시 k 로 나누면 식(13)과 같다

$$\bar{\delta}_k + \Omega_2 \bar{y}_k - \frac{\Omega_2}{R_s} V = 0 \quad (13)$$

$$\text{단, } \bar{\delta}_k = \frac{(y_k - y_0)}{k}$$

$$\bar{y}_k = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k y_{i-1} = \frac{1}{k} \{ (k-1) \bar{y}_{k-1} + y_{k-1} \}$$

또 식 (12)을 $k=1$ 부터 $k=k$ 까지 더한 후 다시 k 로 나누면 식(14)와 같다.

$$\bar{\delta}_k - \Omega_2 \left(\frac{V}{R_s} - \frac{V - V_0}{R_w} - y_0 \right) + \Omega_1 \left(\bar{y}_{1k} - \Omega_2 \frac{k-1}{2} \left(\frac{V}{R_s} - y_0 \right) \right) - \alpha \left(1 - \Omega_2 \frac{k-1}{2} \right) = 0 \quad (14)$$

$$\text{단, } \bar{y}_{1k} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (y_{i-1} - y_0)$$

식 (13)과 식 (14)는 식(15)와 같은 형태의 식이다.

$$A_k + \Omega B_k - \alpha C_k = 0 \quad (15)$$

A_k, B_k, C_k 에 측정오차가 포함되므로 Ω, α 를 최소자승 방법으로 계산하기로 한다. $k=k_1$ 부터 k_2 까지의 자승오차 E 는 식(16)과 같이 나타낼 수 있으며

$$E = \sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k + \Omega B_k - \alpha C_k)^2 \quad (16)$$

E 를 최소로 하는 Ω, α 는 식(17)을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial \Omega} &= 2 \sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k + \Omega B_k - \alpha C_k) B_k \\ &= 2(S_{ab} + \Omega S_{b^2} - \alpha S_{bc}) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial \alpha} &= -2 \sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k + \Omega B_k - \alpha C_k) C_k \\ &= -2(S_{ac} + \Omega S_{bc} - \alpha S_{c^2}) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } S_{ab} &= \sum_{k=k_1}^{k_2} A_k B_k & S_{ac} &= \sum_{k=k_1}^{k_2} A_k C_k \\ S_{bc} &= \sum_{k=k_1}^{k_2} B_k C_k & S_{b^2} &= \sum_{k=k_1}^{k_2} (B_k)^2 \\ S_{c^2} &= \sum_{k=k_1}^{k_2} (C_k)^2 \end{aligned}$$

따라서 식(17)로부터 식(18)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Omega &= \frac{S_{c^2} S_{ab} - S_{ac} S_{bc}}{D} \\ \alpha &= \frac{S_{ab} S_{bc} - S_{b^2} S_{ab}}{D} \end{aligned} \quad (18)$$

단, $D = (S_{bc})^2 - S_{b^2} S_{c^2}$

이 때 식 (13)으로부터는 식(19)와 같은 결과를 얻을 수 있으며

$$\begin{aligned} A_k &= \bar{\delta}_k & B_k &= \bar{y}_k & C_k &= 1 \\ \Omega_2 &= \Omega & R_s &= \frac{\Omega}{\alpha} V \end{aligned} \quad (19)$$

식 (14)에서는 R_s 와 Ω_2 를 먼저 추정했다고 가정하고 $R_w \approx 2R_s$ 로 근사화시키면 식(20)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} A_k &= \bar{\delta}_k - \Omega_2 \left(\frac{V + V_0}{2R_s} - y_0 \right) \\ B_k &= \bar{y}_{1k} - \Omega_2 \frac{k-1}{2} \left(\frac{V}{R_s} - y_0 \right) \\ C_k &= 1 - \Omega_2 \frac{k-1}{2} \\ \Omega_1 &= \Omega \\ \Omega_1 &= \Omega \left(1 + \frac{\Omega}{2} \right) \\ \alpha &= \alpha \\ R_w &= \Omega_1 \frac{V - V_0}{\alpha} \left(1 + 2 \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

최종적으로 전동기 파라미터 R_r, X_σ, X_s 는 식(21)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} R_r &= R_w - R_s \\ X_\sigma &= \omega_n L_\sigma = \frac{R_w}{\Omega_1} \left(1 + \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \frac{R_s}{R_r} \right) (\omega_n T_s) \\ X_s &= \omega_n L_s = \frac{R_s}{\Omega_2} \frac{R_r}{R_w} \left(1 - \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \frac{R_s}{R_r} \right) (\omega_n T_s) \end{aligned} \quad (21)$$

단, ω_n : 고정자 정격 각 주파수

3. 실험결과

제안된 파라미터 식별 방법을 확인하기 위하여 표 1과 같은 정격을 갖는 유도전동기를 대상으로 그림 3과 같은 실험 시스템을 구성하였으며 정지상태에서 실험을 하였다.

표 1 시험 대상 전동기
Table 1 Tested motor

항목	정격	항목	정격
출력	2.2 [kW]	극수	4
전압	220/380 [V]	회전수	1740 [rpm]
전류	8.6/5.0 [A]	효율	84 %
주파수	60 [Hz]		

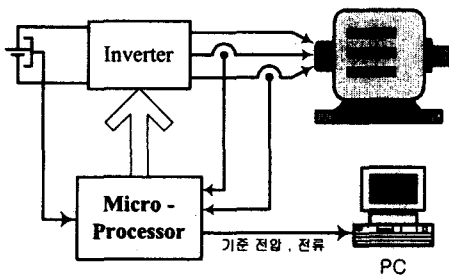


그림 3 실험 시스템 구성도
Fig 3 Configuration of experimental system

고정자 기준 전압 파형은 그림 4와 같이 크기가 0.08[pu] (1pu=180[V])인 구형파 기준 입력을 800[ms]동안 가하고, 200[ms]동안은 0, 다음 800[ms]동안은 -0.08[pu]를 가하였다. 전류측정은 1[ms]주기로 하였다. PWM 스위칭 주파수는 3.6[kHz] 이고 인버터 데드 타임이 3[usec]일 때의 보정할 전압 강하는 0.018[pu]으로 잡았다. 파라미터 식별에 사용되는 시간 구간들은 $k_0=1000$, $k_1=1007$, $k_2=1021$, $k_3=101$, $k_4=301$, $k_5=800$ 으로 잡아 $k_3 \leq k \leq k_5$ 에서의 전류값과 $k_4 \leq k \leq k_5$ 에서 최소자승법의 적용으로 R_s 와 Ω_2 를 추정하고 $k_0 \leq k \leq k_2$ 의 전류값과 $k_1 \leq k \leq k_2$ 에서 최소자승법의 적용으로 R_w 와 Ω_1 을 추정하였다. k_1 과 k_4 를 각각 k_0, k_3 와 다르게 잡은 것은 측정잡음이 큰 영향을 주는 앞부분을 제거하기 위한 것이다.

그림 5는 k_1, k_2 구간에서의 평균 기울기인 $\bar{\delta}_k$ 와 A_k 의 변화를 나타내고, 그림 6은 k_1, k_2 구간에서의 평균 크기인 \bar{y}_{1k} 와 B_k 의 변화를 나타내며, 그림 7은 k_1, k_2 구간에서의 $\bar{\delta}_k$ 와 \bar{y}_{1k} 를 나타낸다. 그림들을 보면 평균기울기가 평균크기보다 측정잡음의 영향을 많이 받는 것을 알 수 있고, 또 평균기울기나 크기가 긴 시상수의 영향을 고려하는 경우 약 10%정도 달라지는 것을 알 수 있다. 그림 8은 k_4, k_5 구간에서의 $\bar{\delta}_k$ 와 \bar{y}_{1k} 의 관계를 나타낸다. 이 그림으로부터 긴 시상수의 추정은 전류 측정회수가 많아야 함을 알 수 있다.

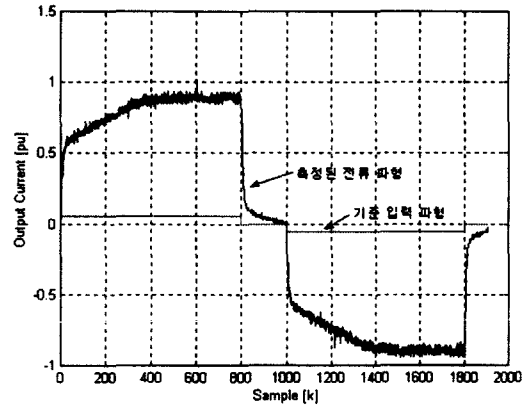


그림 4 기준 입력 전압과 측정된 전류 파형
Fig 4 Reference input voltage and measured current

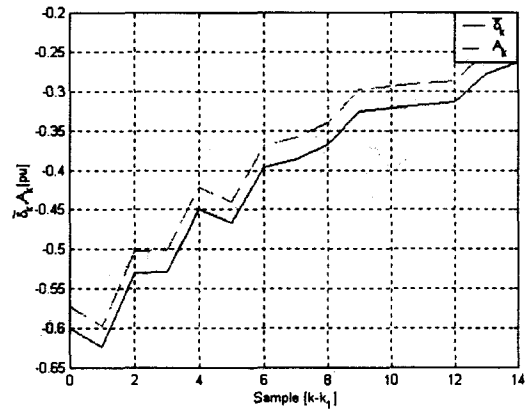


그림 5 k_1, k_2 에서의 평균 기울기의 변화
Fig 5 Average slope in $[k_1, k_2]$

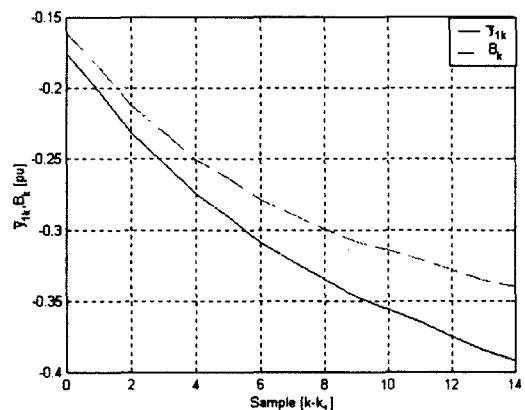


그림 6 k_1, k_2 구간에서의 평균 크기의 변화
Fig 6 Average magnitude in $[k_1, k_2]$

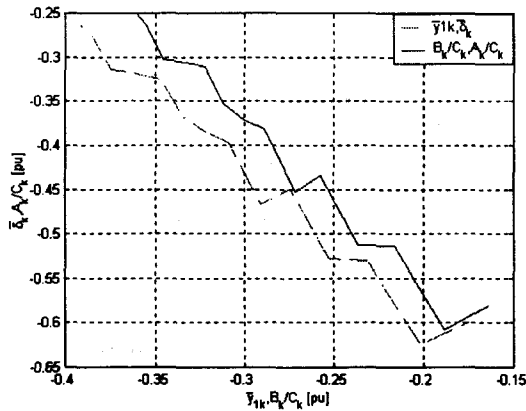


그림 7 k_1, k_2 구간에서의 $(\bar{\delta}_k, \bar{y}_{1k})$

Fig 7 $(\bar{\delta}_k, \bar{y}_{1k})$ in $[k_1, k_2]$

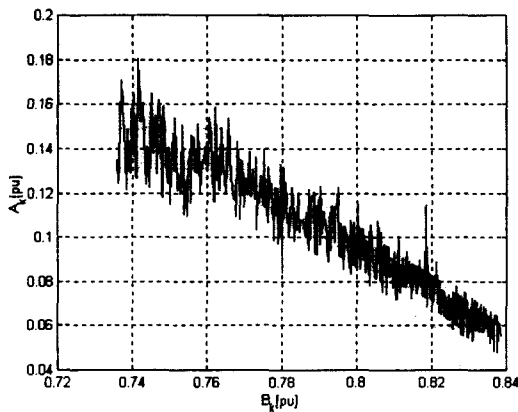


그림 8 k_4, k_5 구간에서의 (A_k, B_k)

Fig 8 (A_k, B_k) in $[k_4, k_5]$

채래식의 전동기 시험에 의한 파라미터값과 알고리즘에 의해 추정된 파라미터값이 표 2에 나타나 있다. 단위는 [pu]이며 환산기준 임피던스는 14.8[Ω]이다. 결과를 비교하면 추정 오차가 약 5~15%정도의 범위에 있는 것을 알 수 있다.

표 2. 전동기 시험법과 제안된 방법에 의한 결과
Table 2 Results of motor test and proposed method

	R_s	R_r	X_s	X_σ
전동기 시험에 의한 값 [pu]	0.055	0.067	1.94	0.22
식별된 파라미터 값 [pu]	0.063	0.057	1.85	0.23

4. 결 론

이 논문에서는 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 파라미터 식별 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 PWM인버터로 고정자에 계단입력을 가하고 측정된 전류파형으로부터 구

간별로 최소자승법을 적용하여 파라미터를 추정하는 것이다. 추정오차를 줄이기 위하여 전류 파형의 평균기울기와 평균크기의 변화를 구하여 사용하였고, 실험 결과 채래식의 전동기 시험법에 의한 파라미터 값들과 5~15% 오차 범위에서 일치하였다.

이 방법은 빠르고 간단하게 유도전동기의 4개 파라미터를 모두 추정할 수 있고, 마이크로 프로세서로 쉽게 구현될 수 있으므로 산업 현장에 설치되어 있는 유도전동기의 파라미터 식별에 이용 가능할 것으로 생각되며, 앞으로 전동기 용량에 따른 적합한 입력 파형의 모양과 인버터 출력전압의 보정에 대한 데이터를 축적하여 넓은 용량 범위의 전동기에 적용할 수 있는 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] Bose, B.K., *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, New York, 1996.
- [2] Borgard, D.E., Olsson, G. and Lorenz, R.D., "Accuracy Issues for Parameter Estimation of Field Oriented Induction Machine Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 31, No. 4, pp. 795-801, 1995.
- [3] Bertoluzzo, M., Buja, G.S. and Menis, R., "Inverter Voltage Drop-free Recursive Least-Squares Parameter Identification of a PWM Inverter-fed Induction Motor at Standstill," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 2, pp. 649-654, 1997.
- [4] Gastli, A., "Identification of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters Using The Single-Phase Test," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 14, No. 1, pp. 51-56, 1999.
- [5] Moon, S.I. and Keyhani, A., "Estimation of Induction Machine Parameter from Standstill Time-Domain Data," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 6, pp. 1609-1615, 1994.
- [6] Buja, G.S., Menis, R. and Valla, M.I., "MRAS Identification of the Induction Motor Parameters in PWM Inverter Drives at Standstill," *IEEE IECON 21st International Conference*, Vol. 2, pp. 1041-1047, 1995.
- [7] Seok, J.K., Moon, S.I. and Sul, S.K., "Induction Machine Parameter Identification Using PWM Inverter at Standstill," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2, pp. 127-132, 1997.
- [8] Zai, L.C., DeMarco, C.L. and Lipo, T.A., "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 28, No. 1, pp. 96-104, 1992.
- [9] Attaianesi, C., Damiano, A., Gatto, G., Marongiu, I. and Perfetto, A., "Induction Motor Drive Parameters Identification," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1112-1122, 1998.
- [10] 최정우, 설승기, "새로운 데드타임보상법을 이용한

인버터 출력전압의 합성," *전기학회 논문지* 44권 4호, pp. 453-459, 1995.

[11] Jer-Nan Jung, *Applied System Identification*, Prentice Hall, 1994.

저 자 소 개



전 범 호 (全 範 祐)

1972년 9월 15일 생. 1999년 아주대 전자공학부 졸업. 2001년 동 대학원 졸업(석사). 2001년~현재 한국 하니웰 연구소 근무. 관심 분야는 전력 전자, 분산 제어, 빌딩 자동화

Tel : 041-559-4690, Fax : 041-559-4708
E-mail : bumho.jeon@honeywell.com



류 준 형 (柳 俊 衡)

1972년 9월 13일 생. 1997년 아주대 제어계측공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정

Tel : 031-219-2487, Fax : 031-212-9531
E-mail : jhryu@madang.ajou.ac.kr



노 치 원 (盧 致 元)

1969년 5월 20일 생. 1995년 아주대 제어계측공학과 졸업. 1997년 동 대학원 졸업(석사). LG산전 플랜트 연구소(1999). 1999년~현재 아주대 전자공학과 박사과정. 관심분야는 다변수제어, 항법알고리즘, 전력전자

Tel : 031-219-2487, Fax : 031-212-9531
E-mail : cwroh@madang.ajou.ac.kr



이 광 원 (李 光 遠)

1946년 3월 27일 생. 1969년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1969~1980년 한국과학기술연구원 선임연구원. 현재 아주대학교 전자공학부 교수

Tel : 031-219-2480, Fax : 031-212-9531
E-mail : lkw@madang.ajou.ac.kr