

엘리베이터의 精密位置制御를 위한 誘導電動機 驅動方法

윤 병도, 김 윤호, 정 재훈, 채 수형, 김 춘삼*
 중앙 대학교 전기공학과

A Drive Strategy of Induction Motor for High Accuracy position Control of Elevator

Byung-Do Yoon, Yoon-Ho Kim, Jae-Youn Jung, Soo-Hyung Chae, Choon-Sam Kim*
 Dept. of Electrical Eng., Chung-Ang University

Abstract

This Paper described the high performance position control for elevator using induction motor and driver. In this paper, the suitable Motor specifications for elevator drive are briefly discussed and high accuracy position control for both kinds of control method is analyzed considering the parameter variation in the primary and secondary resistances. Since the pre-identified values of the motor constants are used to determine the control inputs, the performance degradation is caused by the parameter variation such as in the motor resistance. Particularly, the value of secondary resistance is considered significant because the control gain to determine the slip frequency is heavily dependent on that.

The new proposed method uses on special small input signal for the parameter identification and is expected to have the high accuracy position.

1. 序論

최근 수년동안 엘리베이터는 高性能化되어 가고 있다. 특히 기본 방향은 속도면에서 高速化, 기계 구조면에서 기어리스(gearless)화, 구동장치에서는 인버터화, 이용면이 측면에서는 GROUP制御化, 유지관리 측면에서는 遠距離 Wireless NETWORK化 되고 있다. flight time은 보통 0.15 - 0.3초로 매우 양호한 실정이나, level 精度는 수 mm로 탑승자가 많고 수십층을 단번에 내려 갈때나, 탑승자는 적고 1-2층 정도만 이동 할때 그 위치 정밀도가 달라져서 상당한 문제로 되고 있으며, 때로는 산업재해의 원인이 될 수도 있다. 본 논문에서는 이런 부하의 급변과 이동거리의 변화에도 전혀 영향을 받지 않고 그 Level 精度가 1-2 mm 이하로 정밀한 위치제어를 實現 하고자 한다. 또한 가격이 저렴하고 제어 성능은 우수(엘리베이터의 위치정도가 우수함)하여 매우 실용적인 시스템에 적합한 엘리베이터용 AC SERVO DRIVER를 고안하는 것이 이 논문의 要旨이다.

2. 유도전동기의 2차 저항동정을 위한 방정식.

유도전동기의 전압방정식은 각주파수 ω 로 회전하는 d, q 축상에서는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega L_s & 0 & 0 \\ \omega L_s & R_s + pL_s & 0 & 0 \\ -MR_r/L_r & 0 & R_r/L_r + P & -(\omega - p\omega_r) \\ 0 & -MR_r/L_r & (\omega - p\omega_r) & R_r/L_r + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

여기서, R_1, R_2 : 1차, 2차저항
 L_1, L_2, M : 1차, 2차 자기 및 상호 인덕턴스
 p : 극대수 ω_r : 회전자 각속도
 $v_{1d}, v_{1q}, i_{1d}, i_{1q}$: d, q 축 1차, 2차의 각각의 전압, 전류
 $\phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d}$
 $\phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q}$: d, q 축 2차 쇄교자속
 i_{2d}, i_{2q} : d, q 축 2차 전류
 $\rho = 1 - M^2/L_1 L_2$: 누설계수
 P : 미분연산자

식(2-1)에서 나타난 유도전동기의 발생토크 T_e 는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = p(i_{2d}\phi_{2q} - i_{2q}\phi_{2d}) \quad (2-2)$$

다음에 유도전동기의 2차 쇄교자속 기준좌표에 있어서의 제어의 개요를 서술한다. 이 제어계에서 ω 는 식(2-3)과 같다.

$$\omega = p\omega_r + \frac{i_{2d}}{\{1/(P + \hat{R}_2/L_2)\}i_{1d}} \quad (2-3)$$

여기서 \hat{R}_2 은 R_2 의 추정치이다.

ω 를 식(2-3)으로 제어하여 $\hat{R} = R$ 이면 2차 쇄교자속의 방향은 d축과 일치해서 2차 쇄교 좌표축상에 있는 유도전동기의 제어가 가능하게된다. 또 이때 $\phi_{1q} = 0$ 로 됨으로서 다음식이 성립한다.

$$i_{2q} = (M/L_2)i_{1q} \quad (2-4)$$

따라서 $\phi_{2q} = 0$ 및 식(2-4)를 식(2-2)에 대입하면 발생토크 T_e 는 다음식으로 표현된다.

$$T_e = p(M/L_2)i_{1q}\phi_{2d} \quad (2-5)$$

식(2-5)의 ϕ_{2d}, i_{1q} 는 식(2-6), 식(2-7)에서와 같이 각각 v_{1d}, v_{1q} 로 제어 할수있다.

$$v_{1d} = v_{1d}' - \omega p L_1 i_{1q} \quad (2-6)$$

$$v_{1q} = v_{1q}' + \omega(\rho L_1 i_{1d} + (M/L_2)\phi_{2d}) \quad (2-7)$$

여기서 v_{1d}', v_{1q}' 는 v_{1d}, v_{1q} 중의 비잔섭전압을 표시하고 있다. 이때 다음식이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} v_{1d}' \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + p\rho L_1 & PM/L_2 \\ -MR_2/L_2 & R_2/L_2 + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

$$v_{1q}' = (R_1 + p\rho L_1)i_{1q} \quad (2-9)$$

이와같이 유도전동기를 2차 쇄교자속좌표에 맞추어 제어하면 ϕ_{2d} 및 i_{1q} 는 v_{1q}' 에 의해서 선형으로 제어될때 토오크는 그들의 적에 비례한다. 또한, ϕ_{2d} 는 i_{1q} 의 1차 지연이고 다음 식의 수학 모델에서 추정할 수 있다.

$$\hat{\phi}_{2d} = \{1/(P + \hat{R}_2/L_2)\}(M\hat{R}_2/L_2)i_{1q} \quad (2-10)$$

3. 2차저항 동정의 필요성

속도제어에 관하여 식(2-3)과 ϕ_{2d} 의 추정에 관한 식(2-10)은 R_2 를 포함하고 있다.

이 R_2 와, \hat{R}_2 가 같지않을때 그것이 2차최고자속 좌표에서
의 제어에 미치는 영향에 대해서는 이미 연구된바 있다
(6) [7].

여기서는 그 전형적인 예로서 i_{1d} 를 일정하게 유지하고
 i_{1q} 를 스텝적으로 변화되었을때의 ϕ_{2d} , ϕ_{2q} 및 T_e
의 변동에 대해서는 상태방정식을 직접 풀어 제시한다.
 i_{1q} 를 스텝적으로 변화하는 것은 인덕턴스가 있기 때문이
고 엄밀하게는 불가능 하지만 i_{1q} 는 ϕ_{2d} 및 ϕ_{2q} 의 변동
의 속도에 비해서 매우빨리 변하기 때문에 그와같이 보는
것이다

식(2-1)의 3, 4 행에서 다음의 상태방정식이 얻어진다.

$$P \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2/L_2 & (\omega - p\omega_2) \\ -(\omega - p\omega_r) & -R_2/L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + MR_2/L_2 \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

i_{1d} 를 일정(i_{1d}), i_{1q} 를 시간 $t = 0$ 에서 0부터 i_{1q}
로 스텝적으로 변화시키면, 식(2-3)에서 $(\omega - p\omega_r)$ 도
 $t=0$ 에서, 0부터 다음식에서 표시된 값으로 변화한다.

$$\omega - p\omega_r = \frac{\hat{R}_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{i_{1d}} \quad (3-2)$$

이들의 조건에서 식(3-1)을 풀어 T_e 를 구하면 다음과 같
은 식이 구해진다.

$$T_e = \frac{PM^2 i_{1d} i_{1q}}{L_2} \left[1 - \frac{\hat{R}_2}{R_2} \right] \left[\frac{\hat{R}_2 i_{1q}^2}{R_2 i_{1d}^2} - 1 \right] \quad (3-3)$$

$$\times \frac{1 + (R_2 i_{1q} / R_2 i_{1d})^2}{1 + \left(\frac{R_2 i_{1d}}{\hat{R}_2 i_{1q}} \right)^2} + PM^2 i_{1d} i_{1q} / L_2$$

여기서

$$h(t) = 1 - e^{-(R_2/L_2)t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_2 i_{1d}}{\hat{R}_2 i_{1q}} \right)^2} \quad (3-4)$$

$$\times \sin \left[\frac{R_2 i_{1q}}{L_2 i_{1d}} t + \tan^{-1} \frac{R_2 i_{1q}}{R_2 i_{1d}} \right]$$

이와같이 \hat{R}_2 이 R_2 와 같지않으면 i_{1q} 의 스텝변화에 대
해서 T_e 는 시간적으로 변화하는 항을 가진다. 이들은 전
슬립주파수에서 진동하면서 2차 시정수에따라 감쇄한다.
이상 서술한 바와같이 R_2 이 R_2 와 같지않을 경우에는 2
차최고자속좌표에서 제어에 오차가 생기고 토오크 제어성
능이 저하되므로 R_2 의 동정이 필요하다.

4. 수정된 2차저항 동정법의 제안

운전준비상태 및 소위 운전상태에 있어서도 2차저항의
동정을 행하기위해 유도전동기를 다음의 2 상태에서 고찰
하자.

- (1) $i_{1q} = 0$ 의 상태 (2) $i_{1q} \neq 0$ 의 상태
우선 (1)항의 경우는 i_{1q} 를식(2-3)에 대입하면 $(\omega - p\omega_r) = 0$
을 얻을 수 있고, 식(2-1)에서 다음식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & PM/L_2 \\ -MR_2/L_2 & R_2/L_2 + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

식(4-1)에서 i_{1d} 가 일정한 값 i_{1d} 인 경우는 다음식과 같게
된다.

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} \quad (4-2)$$

$$\phi_{2d} = M i_{1d}$$

식(4-2)에서는 R_2 항은 포함되어 있지않으므로 이상태에
는 2차저항의 동정은 불가능하다.

따라서 $i_{1q} = 0$ 에 있어서도 유도전동기가 R_2 의 영향을 받
는 상태가 되기 위해서는 식(4-2)에서 유도전동기의 상태식
을 변경시킬 필요가 있다. 이를 위해서는 i_{1d} 를 항상 변
화시킬 필요가 있다. 여기서 i_{1d} 에 교류분 \hat{i}_{1d} 을 중첩시
키는 방법을 제안 한다.

(2)항의 경우는 i_{1q} 가 영이 아니므로 식 (2-1)에서 밝힌 바
와같이 i_{1d} 가 0이 아니므로 유도전동기의 상태는 R_2 의 영
향을 받게 되고, 따라서 그 동정은 가능 하다. i_{1q} 가 영이
아닌경우 i_{1d} 에 교류분을 중첩시키는 것은 토오크맥동의
원인을 만드는 것이 오히려 좋지않은 면이 있다. 이것에
그림 1에서와 같이 아닐로그 스위치SW를 교류 동정신호와
직렬로 부가하여 동정의 시기를 전동기 본체에 부설된 온
도센서에의해 일정한도 이상시와 열리베이터가 정지시 동
정을 하는 것으로 하면, 정상상태에서 토오크 리플이 없는
양호한 장치가 된다.

또한, 유도전동기에서는 온도변화에 따라 영향을 받는 파
라미터로서 R_2 외에 R_1 도 있지만 R_2 의 동정에서 R_1 의 온
도변화가 영향은 비교적 적으므로 무시 하는 것으로 한다.

5. MRAS에 기초한 2차저항동정법의 이론

2차저항 동정법으로서 모델규범적용에 기초한 동정법을
도출한다. MRAS에 기초한 파라미터동정에서는 입력에 교
류분을 중첩하는 것이 조건의 하나가되고있지만 본논문에는
앞 장에서 서술한것과 같이 d축 1차전류에 교류분을
중첩시키는 것으로 하고있기때문에 이조건을 만족할수있
다.

MRAS에 기초한 파라미터동정법은 모델의 구성 및 동정
알고리즘에 이용하는 오차신호의 차이에 따라 몇가지 방
법이 있다.

본논문에서는 출력오차법이라 부르는 것으로, 동정기의 기
본적인 구성을 그림1에 나타내었다. 그림 1에 있어서 2차
저항을 동정하기 위해서는 유도전동기와 그수학 모델의 상
태변수의 차를 구하고, 동정기의 동가 비선형 피드백계를
도출하여 비선형시변 블록이 포포프의 적분 부동식을 만족
하고 선형정상 블록이 초안정블록이 되도록 동정알고리즘
을 구한다.

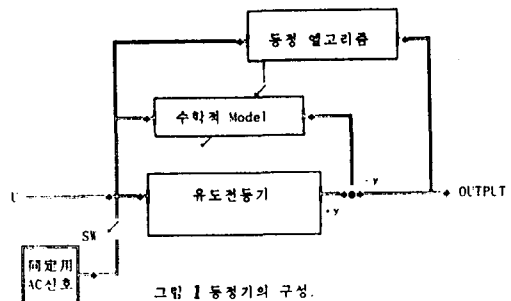


그림 1 동정기의 구성.
Fig. 1 Construction of identifier.

6. 동정특성의 시뮬레이션

위에서 서술한 유도전동기를 2차최고자속 좌표상으로 정확
히 제어하기 위해서 이용하는 MRAS(Model Reference
Adaptive Systems)에 기초한 2차저항 동정법에 대해서 시
뮬레이션으로 그유용성을 확인한다.

6.1 실험 시스템의 구성

그림 3에 시뮬레이션에서 이용한 시스템의 구성예를 나
타내었다.

2차 최고자속좌표와 3상좌표는 좌표변환기를 통해서 접

속시키고있고, 2차 최고자속좌표상에서 PWM인버터로 3상전
압제어를 행하고 있다. ϕ_{2d} , i_{1d} , ω_r , i_{1q} 는 PI 제어도 연산
하고 있다. 비간섭제어는 (2-6), (2-7)식에 의해서 행해지
고있다. $p\omega_s$ 연산, ϕ_{2d} 추정, 2차저항 동정은 그림 2에 의하
서 마이크로 프로세서로 행해진다. $i_{1q} = 0$ 인 상태에서도 2

차 저항의 동정을 행하게 하기 위해서는 i_{1d} 에 교류분을
중첩할 필요가 있지만 그것은 ϕ_{2d} 의 교류성분지령 ϕ_{2d}^*
을 주도록 한다. 표1은 시뮬레이션에서 이용한 유도전동
기의 정수를 표시한 것이다.

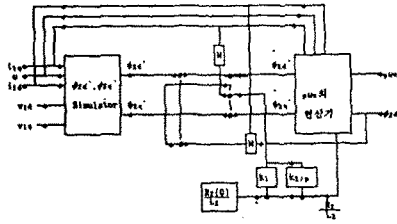


그림 2. 2차저항 식별회로 구성.
Fig. 2 Construction of 2z identifier

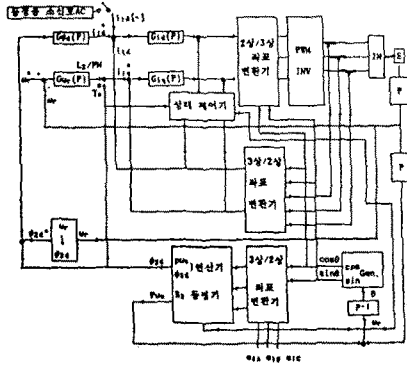


그림 3 실험 시스템의 구성.
Fig. 3 Configuration of experimental system.

표 1 유도전동기 상수(실험용)
Table 1 Induction Motor Constants

정격출력: 2[HP]	$P = 135.802$	유하 J: 2.545[kg·m ²]
정격속도: 1750[rpm]	$\mu = 0.254$	$T_e = 0.85[\text{kg} \cdot \text{m}]$
회전: 4.41[0]	$K_1 = 0.90754$	온도상승: 85[°C]
$R_1 = 2.012[0]$	$K_2 = 0.90754$	기동토크: 220[N·m]
$L_1 = 0.014[0]$	$\rho = 4$ 극	회전 보조토크: 220[N·m]
$L_2 = 0.014[0]$	$J = 0.518[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	
정격 전류비율: 0.6[A]	오류: 75[%]	
정격 전압: 1.8[A]	역률: 76[%]	
정격 전압: 220[V]	기동전류: 39.3[A]	

6.2 시뮬레이션 결과

$k_1=0, k_2=20,000, T=0.1[\text{sec}], i_{1d}=1.5[\text{A}], i_{1d}$ 의 진폭 0.3[A] 주파수 6[Hz]인 조건에서 2차저항동정기를 동작시켰을 때의 동정특성 예를 그림 4(a)에 표시했다.

1.9[sec]에서 동정이 끝나고 있는 것을 알 수 있다.

2차동정이 끝난후에 유도전동기를 구속하고있는 토크로 지령 T^* 을 스텝적으로 출력 때의 발생토크 T를 그림 4(b)에 표시했다.

그러나 동정신호를 SW로 단속시키며 실험했을 때 SW를 ON시키는 시점, 즉 동정시점에만 다소의 진동이 생기고 정상상태의 진동은 전혀 생기지 않는 것을 알 수 있다.

이때 SW ON시점(동정시점)은 $(i_{2q}^2 + i_{2d}^2)^{0.5}$ 값이 정격 1.5[A]의 2배이상에서 1분 이하가 되면 10회계속 동정을 하게 하였다. 이것은 실 부하조건에 따라 조정될 수 있는 것으로 예상된다. 이때의 특성을 그림 4(c)에 표시했다.

이상의 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 2차저항 동정과 동정시기의 유효성이 확인되었다.

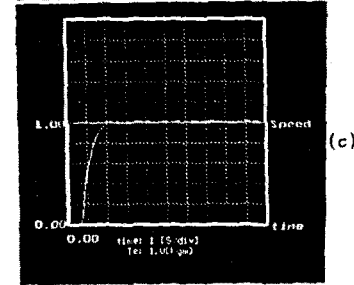
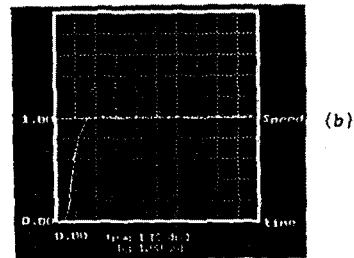
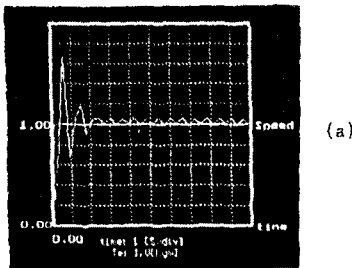


그림 4. 발생토크의 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation result of driving torque.

7. 결론

유도전동기를 슬립주파수 제어법에 의하여 2차최고 자속 추상에서 정확하게 제어하기 위해 필요한 2차저항동정법으로서 출력오차법에 의한 모델규범적용 시스템에 기초한 방법을 제안하고 그 특성에 대해서 논하였다. 그의 주된 내용은 다음과 같다.

- (1) 유도전동기의 회전속도 및 슬립주파수등의 조건에 관계없이 2차저항을 동정하기 위해서는 2차 최고자속상의 1차전류에 교류분을 중첩시키는 것이 필요하다.
- (2) 2차저항동정 알고리즘에 동정시점을 결정하기 위하여 2차전류가 정격의 2배에서 1분 경과를 온도상승 시점(동정시점)으로 하여 실제 직접 온도센서를 회전자에 매립하거나, 탐지코일을 이용하지 않고도 좋은 토크특성을 얻을 수 있었다.
- (3) 동정알고리즘은 동가 피드백계를 도출하고 그것을 이용해 안정성이 확보되는 것을 확인 할 수 있었다.
- (4) 시뮬레이션 및 실험에의해 위에 서술된 동정알고리즘을 이용한 2차저항동정기의 특성을 제시하고 그 效用을 확인하였다.

본 논문에서 서술한 제어기법은 급부 엘리베이터용 유도전동기의 고성능 토크제어의 실현에 기초가 될 것으로 생각된다. 그러나 심부하실험을 통한 현장에서의 노이즈문제 동정시간의 단축측면, 온도상승의 시점결정은 차후 더 많은 연구를 요망한다.

참고 문헌

- [1] 高田徳幸, 野中和浩, 善家亮彦, "レベタ適用事例," automa tion, vol. 33, no. 12, 1990.
- [2] Takayoshi matsuo et al., "A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives," IEEE Trans. Ind. Appli., vol. IA-21, no. 4, may/June, 1985.
- [3] 上山眞彦, "New Drive Electronics," 電気書院, Japan, Feb. 1984
- [4] R. Gabriel et al., "Field-oriented control of a standard ac motor using microprocessors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, pp. 207-211, Aug. 1982.
- [5] R. Gabriel and W. Leonhard, "Microprocessor control of induction motor," IEEE/IAS 1982 ISPC Conf. Rec., PP. 384-387, 1982.
- [6] T. Ohmae et al., "A microprocessor-controlled high-accuracy wide-range speed regulator for motor drivers," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, pp. 207-211, Aug. 1982.