

# 유도 전동기의 토크 속응 제어방식에 근거한 속도 추정법의 제안

정 석 권

(부산수산대학교)

## I. 서 론

유도 전동기의 고성능, 고정도 제어법으로서 벡터 제어법, 토크 직접 제어법 등이 개발되어져 있으나, 속도 정보를 반드시 필요로 한다. 속도 정보는 유도 전동기에 엔코더 등의 속도 센서를 부착하여 얻어질 수 있으므로, 부가적 센싱 장치 장착으로 인한 가격 상승, 노이즈가 많은 열악한 환경하에서나, 센싱 장치의 장착이 어려운 특수 분야에서의 적용 불가, 전체 제어 시스템의 신뢰성이 속도 정보에 의존하게 되는 점 등의 문제를 야기시킨다. 따라서 속도 센서를 갖지 않고서도 고정도, 고성능 제어가 가능한 제어 기법의 개발이 절실히 요구되고 있으며, 근년 이를 위해 속도 센서레스 제어 방식이 국내외에 많이 연구되어지고 있다. 그러나 아직 저속 영역에서의 속도 추정이 곤란하므로 유도 전동기의 전 운전 영역에서의 속도센서레스 제어가 실현되지 못하고 있는 실정이다.

본 논문에서는 문제시되고 있는 저속 영역에서의 속도 추정 정도를 개선하기 위해, 저자 등이 이미 제안한 바 있는 유도 전동기의 토크 속응 제어방식에 근거한 새로운 속도 추정 방식을 제안한다. 제안 방식은 유도 전동기의 회로 방정식으로부터 간단히 유도되어진 이론식에 근거, 컨트롤러로부터의 전압 지령과 전동기에 흐르는 전류 정보로부터 쉽게 실현되어질 수 있다. 또한 속도 추정시에 전류의 미분치를 이용하지 않음으로 저속 운전 영역에서도 고정도의 속도 추정이 기대된다. 이 속도 추정법의 원리와 속도 추정 시뮬레이션 결과를 소개한다.

## II. 토크 속응 제어 방식

유도 전동기의 상태 방정식은 1차 전류  $x_1$ , 2차 전류  $x_2$ 를 상태 변수, 1차 전압  $u$ 를 제어 입력으로서 식 (2-1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} L_2 \\ -m \end{bmatrix} u \quad (2-1)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 A_{11} &= -R_1 L_2 - jm^2 \theta_e, & A_{12} &= R_2 m - jL_2 m \theta_e \\
 A_{21} &= R_1 m + jL_1 m \theta_e, & A_{22} &= -R_2 L_1 + jL_1 L_2 \theta_e \\
 \sigma_2 &= L_1 L_2 - m^2
 \end{aligned}$$

$L_1, L_2$  : 1차, 2차 자기 인덕턴스

$R_1, R_2$  : 1차, 2차 권선 저항

$m$  : 상호 인덕턴스

$\sigma^2$  : 누설 자속

$\theta_e$  : 고정자와 전기자의 전기 각도

$j = \sqrt{-1}$  : 허수 단위

또한 전류 및 전압은 복소량으로서  $d-q$  변환시 실수부가  $d$ 축에 대응하고 있다.

한편, 모터의 출력인 전자기적 토크  $T_e$ 는  $N$ 을 극대수로서 식 (2-2)와 같이 쓸 수 있다.

$$T_e = Nm \operatorname{Im} [x_1 \bar{x}_2] \quad (2-2)$$

$\operatorname{Im}$  : 허수부,  $-$  : 공액 복소수

전압 제어형을 상정하여, 식 (2-1)의 전압 입력  $u$ 를 식 (2-3)과 같은 정현파 지령으로 인가하는 경우를 고려한다.

$$u(t) = u \exp(j\omega t) \quad (2-3)$$

이때  $\omega$ 는 1차 전원 주파수를 나타낸다. (2-3)식의 전압 입력시의 순시 전류는 상태 방정식 (2-1)로부터 시스템 행렬의 고유치를 시정수로 갖는 두개의 과도항을 포함한 형태로 나타나게 되며, 이로 인해, 이들 전류에 의해 결정되는 식 (2-2)의 토크도 과도 현상을 수반하게 된다. 따라서 전류의 과도항을 소거하는 것이 결과적으로 모터의 출력인 전자기적 토크를 과도 현상 없이 제어하기 위한 충분 조건임을 알 수 있다.

전류의 과도항을 완전히 제거하기 위한 전압은 토크 지령 가변시 정현파 전압에 임펄스를 인가함으로써 유도할 수 있으나 이는 물리적으로는 실현 불가능하다. 실 시스템에로의 적용을 고려할 경우 실제로는 유한 미소 정정시간  $\Delta$  이후에 있어서의 토크에 과도 현상이 발생하지 않도록 하는 것이 더욱 현실적으로 의미가 있다. 제안되어진 토크 속도 제어 방식은 1차 전압을 식 (2-4)와 같은 전압 패턴으로 인가한다.

$$u(t) = \begin{cases} u_1 \exp(j\omega_1 t) & t < 0 \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) + u_c & 0 \leq t < \Delta \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) & \Delta \leq t \end{cases} \quad (2-4)$$

$\omega$  : 각주파수

$u_c$  : 전류 과도항 소거를 위한 펄스 전압

$\Delta$  : 샘플링 시간

$t=0$  : 토크 가변 시각

1, 2 : 토크 지령 가변 전, 후 상태를 표시

임의의  $n$ 시각에서의 전원 주파수 지령  $\omega_n$ 은 토크 지령

$T_n^*$ 와 전동기의 속도 정보  $\theta_e$ 로부터 다음 식에 의해 결정되어 진다.

$$\omega_n = \frac{\sigma^4 T_n^*}{NR_2 m_2 C^2} + \dot{\theta}_e \quad (2-5)$$

여기서, 
$$C = \sqrt{\frac{\sigma^4 T_{rat}}{NR_2 m_2 (\omega_{rat} - \dot{\theta}_{e rat})}}$$

이 식으로부터 본 제안 수법은 토크를 슬립 주파수에 비례해서 제어하고 있는 것임을 알 수 있다.  $C$ 는 양의 값이며, 전동기의 동작점을 결정하는 파라미터로 해석 가능하다. 또 여기서 첨자  $rat$ 는 전동기의 정격치를 나타낸다.

펄스 전압 및 정현파 전압 지령의 크기는 정정 시간  $\Delta$  이후의 과도 전류항을 0으로 하는 조건으로부터 쉽게 구해진다. 샘플링 주기  $\Delta$ 를 갖는 이산 제어계에 있어서 벡터  $C_n$ , 시스템 행렬의 고유치  $\tau_1, \tau_2$ 를 이용 정현파 전압  $u_n$  및 펄스 전압  $u_{cn}$ 은 다음 식에 의해 결정된다.

$$u_n = (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n)C_n \quad (2-6)$$

$$u_{cn} = j(\omega_n - \omega_{n-1})\{1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2\} (1 - j\Delta\omega_n - 1/2)C_n \quad (2-7)$$

여기서,

$$C_n = C_i \exp(j\Delta \sum_{k=i}^{n-1} \omega_k), i < n$$

$$C_i = C \exp\left\{j\left(\varphi + \Delta \sum_{k=0}^{i-1} \omega_k\right)\right\}, \varphi = \arg C_0$$

윗 식에서 펄스 전압은 각주파수의 지령이 바뀔 경우  $\omega_n \neq \omega_{n-1}$ 의 경우에만 값을 갖고  $\omega_n = \omega_{n-1}$ 의 정상 상태에서는 값을 갖지 않는다. 따라서 정상 상태에서는 정현파 전압 (2-6)식 만이 전압 지령으로 된다. 또한 제안 방식은 전압 지령의 연산을 위한 전류의 직접적 피드백은 행하지 않는다.

### Ⅲ. 제안된 속도 추정 방식

유도 전동기의 회로 방정식은 다음 식으로 나타내어진다.

$$\begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & mp \\ m(p - j\dot{\theta}_e) & R_2 + L_2(P - j\dot{\theta}_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

제안된 토크 속응 제어 방식은 미소 정정시간  $\Delta$ 를 매개로 항상 정상 상태간을 이행하게 되며, 전압 지령 연산시 과도 전류 제거를 위한 펄스 전압과 정상 상태의 지령치인 정현파 전압의 구분이 가능하다. 따라서 (3-1)식에서 미분 연산자  $P=j\omega$ 로 대치 가능하다. 회로 방정식 (3-1)을  $d, q$ 축 성분으로 분해하여 풀면, 식(3-2)~(3-5)와 같이 나타내어진다.

$$u_d = R_1 x_{1d} - L_1 \omega_n x_{1q} - m \omega_n x_{2q} \quad (3-2)$$

$$u_q = L_1 \omega_n x_{1d} + R_1 x_{1q} + m \omega_n x_{2d} \quad (3-3)$$

$$0 = -m(\omega_n - \dot{\theta}_e)x_{1q} + R_2 x_{2d} - L_2(\omega_n - \dot{\theta}_e)x_{2q} \quad (3-4)$$

$$0 = m(\omega_n - \dot{\theta}_e)x_{1d} + L_2(\omega_n - \dot{\theta}_e)x_{2d} + R_2 x_{2q} \quad (3-5)$$

여기서, 첨자  $d, q$ 는  $d$ 축,  $q$ 축 성분을, 전압  $u$ 는 정현파 전압인 (2-6)식만을 의미한다.  $u_d, u_q$ 는 지령치로부터 기지의 값이며,  $x_{1d}, x_{1q}$ 는 전동기에 흐르는 1차 전류로서 검출 가능한 양이다.  $R_2$ 를 일정치 상수로 가정할 경우 미지수는  $x_{2d}, x_{2q}$ 와  $\dot{\theta}_e$ 만으로 된다. 또한 2차 전류의  $d, q$ 축 성분 전류는 (3-2), (3-3)식으로부터 1차 축 전류 및 전압 지령치를 이용하여 (3-6), (3-7)식으로 계산 가능하므로

$$x_{2d} = (-L_1 \omega_n x_{1d} - R_1 x_{1q} + u_q) / m \omega_n \quad (3-6)$$

$$x_{2q} = (R_1 x_{1d} - L_1 \omega_n x_{1q} - u_d) / m \omega_n \quad (3-7)$$

이들을 (3-4), (3-5)식에 대입하면, 다음 두 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} a\dot{\theta}_e &= b \\ c\dot{\theta}_e &= d \end{aligned} \quad (3-8)$$

여기서,  $a = R_1 L_2 x_{1d} - \sigma^2 \omega_n x_{1q} - L_2 u_d$

$$b = -(-R_2 L_1 \omega_n x_{1d} - R_1 R_2 x_{1q} + R_2 u_q) + a \omega_n$$

$$c = -R_1 L_2 x_{1q} - \sigma^2 \omega_n x_{1d} + L_2 u_q$$

$$d = -(R_2 L_1 \omega_n x_{1q} - R_1 R_2 x_{1d} + R_2 u_d) + c \omega_n$$

여기서는 (3-8)의 두식에 있어서 양변의 오차의 제곱의 합  $Q$ 가 최소가 되도록  $\dot{\theta}_e$ 를 정한다. 따라서  $Q$ 는  $dQ/d\dot{\theta}_e = 0$ 의 때에 극소치를 갖게 되며, 이 때의  $\dot{\theta}_e$ 를 속도 추정치  $\hat{\theta}_e$ 로서 정의한다.

$$Q = (a\dot{\theta}_e - b)^2 + (c\dot{\theta}_e - d)^2 \quad (3-9)$$

$$\hat{\theta}_e = \frac{ab + cd}{a^2 + c^2} \quad (3-10)$$

유도기에서의 속도 추정을 행할 경우, 저속 운전시의 추정 정도가 문제로 된다. 제안된 방식에서는 매 샘플링마다 1차 전류 검출치 및 콘트롤러에서의 정현파 전압 지령치를 이용해서 이들의 값으로부터 직접 속도 추정을 행하기 때문에 저속 운전시에 있어서도 고정도의 추정이 기대된다.

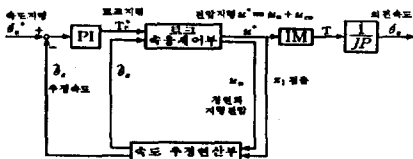
#### IV. 수치 시뮬레이션 및 고찰

수치 시뮬레이션에 이용한 3상권선형 유도전동기의 파라미터를 표 1에, 속도 제어계를 그림 11에 각각 보인다.

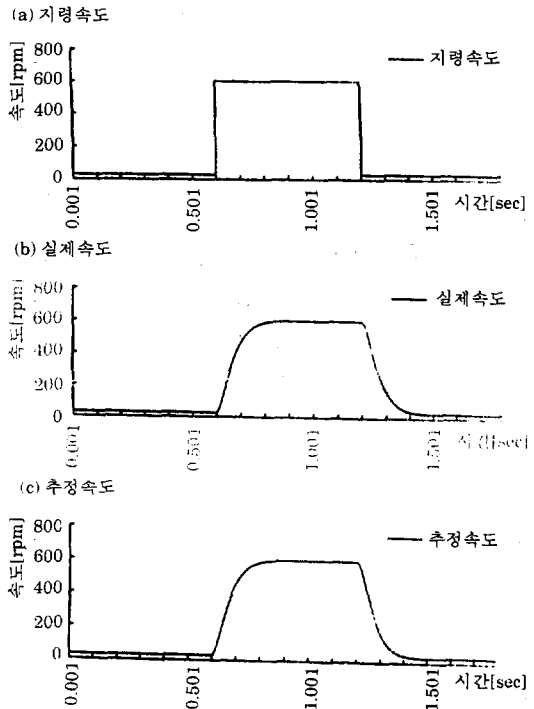
한편, 수치 시뮬레이션 결과를 그림 2에 보인다. 회전수를 30[rpm]으로부터 600[rpm]까지의 스텝적으로 지령한 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 추정 속도는 고정도로 실제 속도와 잘 일치하고 있는 것을 알 수 있다. 또, 추정 속도를 바탕으로 한 속도 제어도 정도 높게 실현되어지고 있음을 볼 수 있다.

표 1. 유도 전동기의 파라미터

3-phase, 200V, 50Hz, 1265rpm	
$R_1 : 0.58\Omega$	$R_2 : 1.5\Omega$
$L_1 : 100mH$	$L_2 : 108.8 mH$
$m : 100.4 mH$	$J : 0.03646 \text{ rmkg} \cdot m^2$



<그림 1> 속도 추정에 의한 속도 제어계



<그림 2> 속도 추정에 의한 속도 제어계 시뮬레이션 결과

#### V. 맺 음 말

본 논문에서는 펄스전압 인가에 의한 토크 속응 제어방식에 근거하여 유도 전동기의 저속 영역에서의 속도 추정 정도를 개선하기 위한 새로운 방식을 제안하고, 수치 시뮬레이션을 행하였다.

제안 방식은 속도를 추정함에 있어서 전류의 미분치 정보를 이용하지 않는 알고리즘으로 실현되므로 수치 시뮬레이션 단계에서는 저속 영역에서도 양호한 속도 추정 정도를 보여주었다. 또한 실현 방법도 매 샘플링시의 1차 전류치 및 1차 전압치만으로 간단하게 추정이 가능함을 보였다.

실제 유도 전동기의 경우는 운전중 2차 저항치가 변화하므로 전압 지령 연산에 연산 오차가 발생, 고정도의 토크 응답 실현이 어렵게 된다. 이러한 2차 저항 동정을 포함한 실기 실험을 통한 제안 방식의 유효성 검증은 차후의 과제로 하고자 한다.

### 참고문헌

- 1) 鄭 碩權, 藤井 康正, 金 旻洙, 關口 隆 “誘導電動機トルク高速應答制御(パルス印加による過渡項の消去)” 日本電氣學會全國大會講演論文集, 1994.
- 2) 鄭 碩權, 藤井 康正, 關口 隆 “電壓制御形インバータによる誘導電動機の速應制御(パルス電壓印加による過渡項の消去)” 日本電氣學會論文集 Vol 115-D, No.4, 1995
- 3) 山口 眞, 鄭 碩權, 藤井 康正, 劉 源根, 關口 隆 “パルス印加による誘導機のトルク速應制御に基づく一速度推定法” 日本電氣學會全國大會講演論文集, 1995

## A Speed Estimation based on the Very Quick Torque Control method of Induction Motors

Seok Kwon Jeong

(National Fisheries University of Pusan)

In this paper, a new speed estimation method of induction motors based on the very quick torque control is proposed to realize speed sensorless control. The proposed method can be realized very simply by detecting primary motor current and voltage command at every sampling time. As the method need not the differential value of primary current in a arithmetic of voltage command, it can be expected to promote the precision of speed estimation in low speed area, especially.

Through the numerical simulation, the validity of the proposed method was successfully confirmed.