

# 회전자 자속 오차를 이용한 센서리스 유도전동기 제어 시스템

정강률

순천향대학교 정보기술공학부

## Speed-sensorless Induction Motor Control System using the Rotor Flux Error

Gang-Youl Jeong

Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University

### ABSTRACT

This paper proposes a speed-sensorless induction motor control system using the rotor flux error. The rotor flux observer uses the reduced-dimensional state estimator technique instead of directly measuring the rotor flux. The estimated rotor speed is obtained directly from the electrical frequency, the slip frequency, and the rotor speed compensation with the estimated q-axis rotor flux. To precisely estimate the rotor flux, the actual value of the stator resistance, whose actual variation is reflected, is derived. For fast calculation and improved performance of the proposed algorithm, all control functions are implemented in software using a digital signal processor (DSP) with its environmental circuits. Also, it is shown through experimental results that the proposed system gives good performance for the speed-sensorless induction motor control.

### 1. 서론

벡터제어에서 좌표변환을 수행하기 위해서는 회전자 자속의 위치 정보는 반드시 필요하며, 일반적으로 광학 인코더 (optical encoder) 같은 속도 센서가 그 정보를 얻기 위해서 이용된다. 그러나 내부적으로 신호 최적화의 전자회로를 가진 복잡한 구조의 광학 인코더는 문제를 일으킬 소지가 다분히 있을 뿐만 아니라, 비용증대 요소로 작용하여 유도전동기가 가지고 있는 경제형 전동기로서의 장점을 잃어버리게 한다. 그러므로 이러한 원인으로 인해 field orientation (FO) 제어기법을 위한 다양한 형태의 속도 센서리스 제어가 비용, 전동기 시

스템의 전체 크기, 전기적 노이즈 방지, 및 신뢰성 등의 측면에서 많이 제안되어 왔다<sup>[1-3]</sup>.

본 논문에서는 회전자 자속 오차를 이용한 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템이 제안된다. 회전자의 자속은 직접적으로 측정하는 대신 회전자 자속 관측기를 이용하여 간접적으로 추정한다. 회전자 자속 관측기는 감소차원의 상태 추정기 기법 (reduced-dimensional state estimator technique)을 이용한다. 추정 회전자 속도는 전기 주파수와 슬립 주파수 그리고 추정된 q-축 회전자 자속을 이용한 회전자 속도 보상으로부터 직접적으로 얻는다. 회전자 자속 추정의 정확성을 위하여 고정자 저항의 실제적 변화를 반영한 고정자 저항의 실제값이 유도된다. 제안된 알고리즘의 빠른 계산과 보다 향상된 제어 성능을 위하여 모든 제어 기능들은 DSP와 그 주변회로를 이용하여 소프트웨어적으로 구현된다. 또한 제안된 시스템이 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템에 대하여 좋은 성능을 보임을 실험 결과를 통하여 보인다.

### 2. 제안된 시스템

#### 2.1 자속과 속도의 추정

먼저 회전자 자속을 추정하기 위하여, 동기좌표계 상의 유도전동기 모델로부터 다음과 같은 동적 방정식 (dynamic equations)을 유도한다.

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

여기서

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T = [x_1 \quad x_2]^T, \quad u = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ -a_{12} & a_{11} & -a_{14} & a_{13} \\ a_{31} & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{31} & -a_{34} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \hat{R}_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), \quad a_{12} = w_e, \quad a_{13} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}$$

$$a_{14} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} w_r, \quad a_{31} = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_{34} = w_{sl}, \quad b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$L_s, L_r, L_m$  고정자, 회전자, 상호 인덕턴스

$\omega_e, \omega_r, \omega_{sl}$  전기, 회전자, 슬립 각주파수

$T_r$  회전자 시정수

$\hat{R}_s$  고정자 저항의 실제값

이다. 이를 이용하여 회전자 자속의 직접적 측정이 없이 회전자 자속을 추정하기 위하여 감소차원의 상태 추정기 기법을 도입한다<sup>[4]</sup>. 그러면, 새로운 문자 변수  $z$ 에 관해 다음과 같은 식을 얻게 된다.

$$pz = (A_{22} - LA_{12})z + [(A_{22} - LA_{12})L + (A_{21} - LA_{11})]y - LB_1u \quad (2)$$

여기에서  $L$ 은 관측기의 이득 행렬이다. 이렇게 하여  $x_2$ 의 추정치, 즉 회전자 자속  $\lambda_{dr}$ 과  $\lambda_{qr}$ 의 추정치를 다음의 식에 의해 얻는다.

$$\hat{x}_2 = [\hat{\lambda}_{dr} \quad \hat{\lambda}_{qr}]^T = z + Ly \quad (3)$$

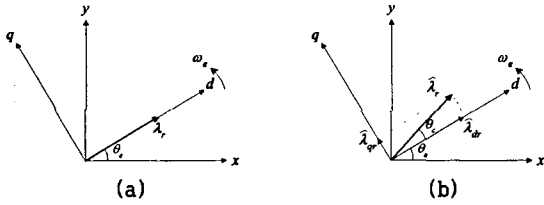


그림 1. d-q 동기 기준좌표계의 정의

(a) 회전자 전압방정식으로부터 얻은 회전자 자속

(b) 센서리스 제어에서의 추정된 회전자 자속

이렇게 해서 회전자 자속을 추정한 다음, 회전자 자속에 대한 동기좌표계의 d-q 축을 그림 1과 같이 선택한다. 그림 1에서의 회전자 자속각  $\theta_e$ 는 전기 각주파수  $\omega_e$ 에 따른 제어변수이며 회전자 전압방정식으로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$p\theta_e = w_e = \hat{w}_r + w_{sl} \quad (4)$$

여기서  $\hat{w}_r$ 은 추정 회전자 속도이고,  $w_{sl} (=L_m i_{qs}/T_r L_r)$ 은 슬립 주파수이다. 그런데 식 (4)에서의  $\hat{w}_r$ 이 만약 실제 회전자 속도  $w_r$ 이라면 회전자 자속  $\lambda_r$ 은 d-축에 설정되고 회전자 자속각은 정확하게  $\theta_e$ 가 될 것이다. 그러나 센서리스 제어 하에서는  $\hat{w}_r$ 이 실제 회전자 속도가 아니고  $T_r$ 도 공칭값 (nominal value)으로써 역시 오차를 가지고 있으므로 센서리스 제어에서의 회전자 자속각은 그림 1(a)의 회전자 전압방정식으로부터 얻은 회전자 자속의 자속각  $\theta_e$ 와 같지 않게 된다. 따라서 그림 1(b)의 센서리스 제어에서의 회전자 자속각은 제어변수  $w_e$ 에 의한 자속각  $\theta_e$ 에 회전자 자속의 오차각  $\theta_c$ 가 더해진 형태인  $\theta_c +$

$\theta_c$ 가 됨을 알 수 있다. 이것은 FO의 오차를 말하는 것으로 제어변수인  $w_e$ 의 속도로 회전하는 동기좌표계 상에서 바라본 q-축의 실제 회전자 자속  $\lambda_{qr}$ 이  $\hat{w}_r$ 과  $T_r$ 의 오차로 인하여 영 (0)이 되지 않아서 회전자 자속의 오차각  $\theta_c$ 가 발생한 것을 의미한다. 즉, 이것은 올바른 FO의 달성을 위해서는 q-축 회전자 자속  $\lambda_{qr}$ 이 영 (0)으로 보정되어야 함을 의미하는 것이다. 그러므로 제안된 센서리스 시스템에서는 q-축 회전자 자속  $\lambda_{qr}$ 의 추정치인  $\hat{\lambda}_{qr}$ 이 영 (0)이 되도록 보정하기 위해서 그림 1(b)의 오차각  $\theta_c$ 를 보상하며 이것을 이용하여 회전자 속도를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{w}_r = w_e(n) - w_{sl} + \Delta w_r(n) \quad (5)$$

$$\Delta w_r(n) = \frac{\theta_c(n)}{T_s} = \frac{1}{T_s} \tan^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{qr}(n)}{\hat{\lambda}_{dr}(n)}$$

$$\approx \frac{1}{T_s \lambda_r} \hat{\lambda}_{qr}(n) = K \hat{\lambda}_{qr}(n) \quad (6)$$

여기에서  $T_s$ 는 검출 주기 (sampling period)이고  $K$ 는 회전자 속도 보상의 이득인데, 여기에서의 근사화는 오차각  $\theta_c$ 가 보상에 의하여 보정되게 되면 다음과 같은 관계를 가지게 되므로 arctangent에 대한 선형 근사화 관계를 이용하여 식을 선형 간략화한 것이다.

$$\tan^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{qr}(n)}{\lambda_r} \approx 0$$

그림 2는 회전자 속도 추정의 블록다이어그램을 보인다.

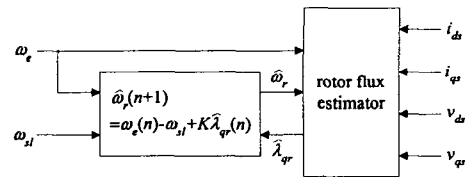


그림 2. 회전자 속도 추정의 블록다이어그램

## 2.2 고정자 저항의 실제값의 추정

정확한 제어와 자속의 정확한 추정을 위해 고정자 저항의 실제값을 추정하여 회전자 자속 추정에 반영되도록 한다.

정상상태에서 q-축 회전자 자속  $\lambda_{qr}$ 은 영 (0)에 수렴하므로, q-축 고정자 전압방정식은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$v_{qs} = w_e \sigma L_s i_{ds} + (R_s + \sigma L_s p) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} w_e \lambda_{dr} \quad (7)$$

여기에서 고정자 저항값  $R_s$ 만 내부 온도에 따라 변하고 다른 값들은 상수값 혹은 제어변수, 혹은 측정치 등이다. 그러면 고정자 저항의 실제값  $\hat{R}_s$ 와  $\hat{\lambda}_{dr}$ 이 포함된 q-축 고정자 전압방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{qs} = \omega_e \sigma L_s i_{ds} + (\hat{R}_s + \sigma L_s p) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \hat{\lambda}_{dr} \quad (8)$$

여기에서  $\hat{R}_s$ 는 다음과 같은 관계에 의해 주어지며

$$R_s - \hat{R}_s = \Delta R_s$$

$\Delta R_s$ 는 고정자 저항의 실제 변화량이다.

즉, 식 (7)과 (8)의 차로부터 다음과 같은 관계를 유도한다.

$$\Delta R_s = -\frac{L_m}{i_{qs} L_r} \omega_e (\lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr}) \quad (9)$$

이렇게 되면 고정자 저항의 실제값  $\hat{R}_s$ 는 다음과 같이 얻어지며

$$\hat{R}_s = R_s - \Delta R_s = R_s + \frac{L_m}{i_{qs} L_r} \omega_e (\lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr}) \quad (10)$$

이것은 고정자 저항의 실제값의 업데이트에 이용된다.

그림 3은 제안된 센서리스 제어 시스템의 전체 제어 블록다이어그램을 보인다.

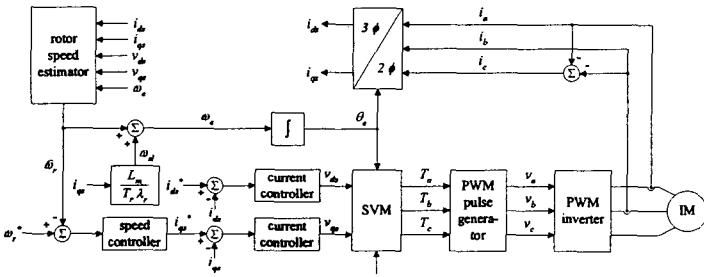


그림 3. 제안된 센서리스 제어 시스템의 전체 제어 블록다이어그램

### 3. 실험 결과

그림 4는 제안된 속도 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템의 전체 구성 블록다이어그램을 보인다. 전력반도체 스위치는 스위칭 주파수  $f_s=3.6\text{kHz}$ 와 데드타임  $t_d=3\mu\text{s}$ 로써 동작한다. 제안된 속도 센서리스 제어 시스템의 유효성을 보이기 위하여 실험에 사용된 유도전동기의 파라미터들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_s &= 0.286\Omega, & R_r &= 0.246\Omega, & L_s &= 68.12\text{mH} \\ L_r &= 70.33\text{mH}, & L_m &= 66\text{mH}, & T_r &= L_r/R_r = 286\text{ms} \\ V_{\text{rating}} &= 220\text{V}, & I_{\text{rating}} &= 40\text{A}, & \text{Capacity} &= 11\text{kW} \\ P &= \text{poles}=4 \end{aligned}$$

그림 5는 정상상태 무부하 조건에서의 제안된 유도전동기 드라이브 시스템의 상전류, DC 링크 전압, 추정 회전자 속도 및 실제 속도의 파형을 보인다. 또한 그림 6은 저속에서의 제안된 시스템의 상전류, DC 링크 전압, 추정 회전자 속도 및 실제 회전자 속도의 파형을 보인다. 그림 7은 제안된 시스템의 회전자 속도 명령치가 0rpm에서 1800rpm까지 변할 때의 다이내믹 응답성을 보인다.

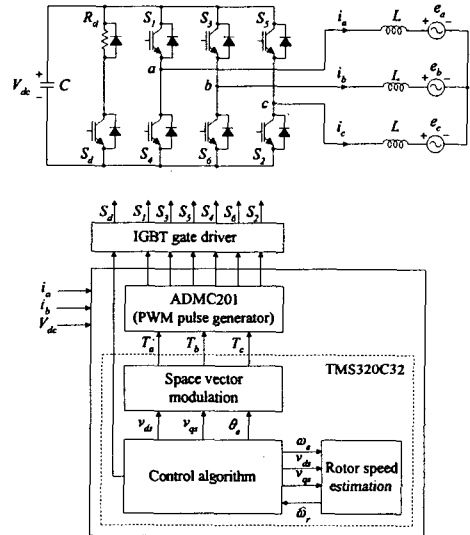


그림 4. 제안된 속도 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템의 전체 구성 블록다이어그램

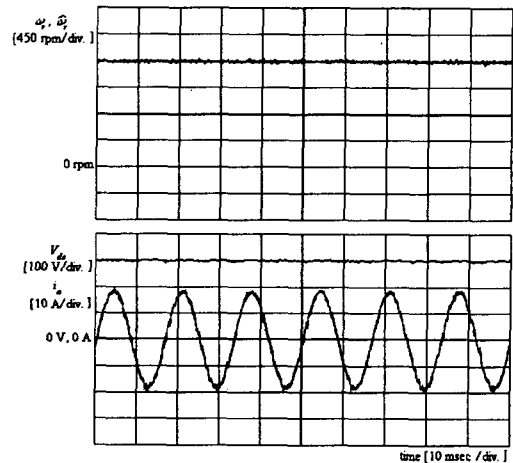


그림 5. 정격속도 (1800rpm)에서의 제안된 시스템의 DC 링크 전압, 추정 속도와 실제 속도의 정상상태 파형

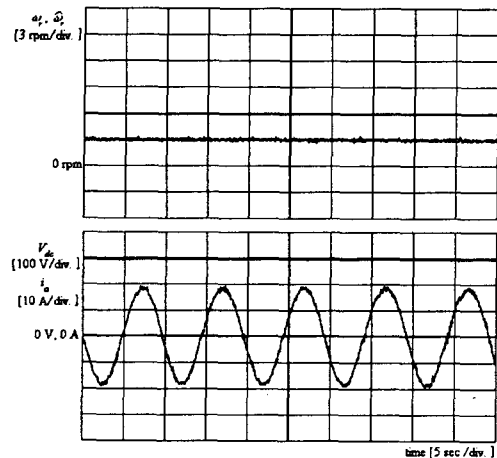


그림 6. 초저속 (3rpm)에서의 제안된 시스템의 DC 링크 전압, 추정 속도와 실제 속도의 정상상태 파형

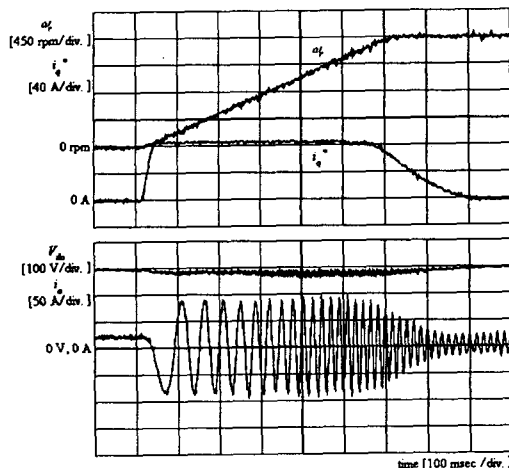


그림 7. 제안된 시스템의 회전자 속도 명령치가 0rpm에서 1800rpm까지 변할 때의 다이내믹 응답성

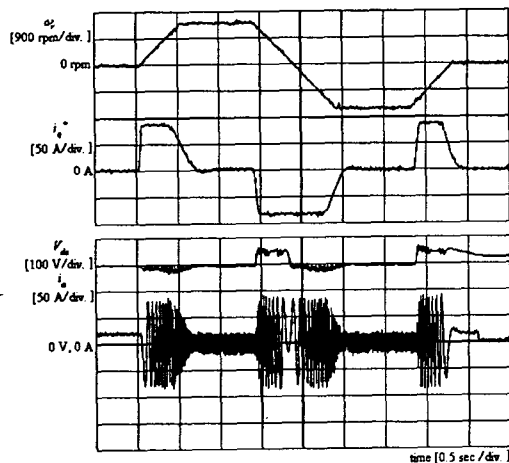


그림 8. 회전자 속도 명령치의 반복 변화 시의 제안된 시스템의 다이내믹 응답성

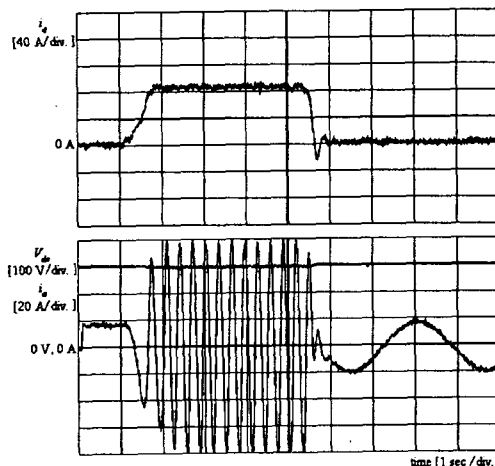


그림 9. 회전자 속도 명령치가 10rpm일 때의 제안된 시스템의 토크 응답성

그림 8은 회전자 속도 명령치를 0rpm에서 1500rpm으로 또 1500rpm에서 -1500rpm으로 그리고 다시

-1500rpm에서 0rpm으로 변화 시킬 때의 제안된 시스템의 다이내믹 응답성을 보인다.

그림 9는 제안된 시스템의 토크 응답성을 보이는데, 이를 위하여 q-축 전류, DC 링크 전압과 상전류를 보인다. 여기에서 회전자 속도 명령치는 10 rpm이고 정격 부하의 150 %를 약 4초 동안 과도상태와 정상상태 기간 동안 인가하였다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 회전자 자속 오차를 이용한 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템이 제안되었다. 회전자의 자속은 직접적으로 측정하는 대신 회전자 자속 관측기를 이용하여 간접적으로 추정했고, 회전자 자속 관측기는 감소차원의 상태 추정기 기법을 이용하였다. 추정 회전자 속도는 전기 주파수와 슬립 주파수 그리고 추정된 q-축 회전자 자속을 이용한 회전자 속도 보상으로부터 직접적으로 얻었다. 회전자 자속 추정에 있어서 고정자 저항의 실제적 변화를 반영하기 위하여 고정자 저항의 실제값을 유도하였다. 제안된 알고리즘의 빠른 계산과 보다 향상된 제어 성능을 위하여 모든 제어 기능들은 DSP와 그 주변회로를 이용하여 소프트웨어적으로 구현하였다. 또한 제안된 시스템이 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템에 대하여 좋은 성능을 보임을 실험 결과를 통하여 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] C. Schuder "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 1054-1061, 1992, Sept./Oct.
- [2] T. Du, P. Vas, and F. Stronach "Design and application of extended observers for joint state and parameter in high-performance ac drives," *IEE Proc.-Electric Power Applications*, pp. 71-78, Vol. 142, No. 2, 1995.
- [3] M. Tsuji, S. Chen, K. Izumi, and E. Yamada "A sensorless vector control system for induction motors using q-axis flux with stator resistance identification," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 1, pp. 185-194, 2001, Feb.
- [4] C. T. Chen "Linear system theory and design," Oxford university press, 1984.