

회전자 속도보상을 이용한 센서리스 유도전동기 제어 시스템

論 文

54B-3-7

Speed-Sensorless Induction Motor Control System using a Rotor Speed Compensation

鄭康律[†]
(Gang-Youl Jeong)

Abstract - This paper proposes a speed-sensorless induction motor control system using a rotor speed compensation. To explain the proposed system, this paper describes an induction motor model in the synchronous reference frame for the vector control. The rotor flux is estimated by the rotor flux observer using the reduced-dimensional state estimator technique. The estimated rotor speed is directly obtained from the electrical frequency, the slip frequency, and the rotor speed compensation with the estimated q -axis rotor flux. The error of the rotor time constant is indirectly reflected in the rotor speed compensation using the compensation of the flux error angle. To precisely estimate the rotor flux, the actual value of the stator resistance, whose actual variation is reflected, is derived. An implementation of pulse-width modulation (PWM) pulses using an effective space vector modulation (SVM) is briefly mentioned. 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.

Key Words : 센서리스 벡터제어, 회전자 속도보상, 축소차원 상태 추정기, 회전자 자속 관측기, 회전자 자속 오차각.

1. 서 론

산업 현장에서 많이 이용되는 유도전동기는 유지 및 보수의 측면에 있어 직류전동기에 비해 훨씬 더 유리하다. 그러므로 유도전동기에 대한 고성능 드라이브 기술들이 지난 수십 년 동안 많이 연구되어 왔고 많은 발전을 거듭해왔다. 유도전동기의 고성능 드라이브 기술은 주로 유도전동기의 벡터제어 이론에 기초한다. 유도전동기의 벡터제어 이론은 유도전동기의 회전자 자속벡터에 대한 고정자 전류벡터의 상대적 위치와 크기를 원하는 대로 제어하도록 하는 제어 이론이다. 이 제어 이론을 적용한 제어기는 전동기의 회전자 속도 (토크)와 고정자 전류, 자속 등을 피드백 (feedback) 하여 제어한다. 이렇게 함으로써 회전자 자속벡터와 고정자 전류벡터 간에 원하는 관계가 유지되고 자속의 크기가 원하는 크기로 유지되게 되면, 전동기의 토크는 그 명령치에 정확하게 비례하게 되는 장점이 생긴다. 분리된 자속으로부터 근거한 토크제어는 회전자 자속의 기준 프레임에서 전류명령치 신호를 공급하기 때문에 회전자 자속이 설정된 동기좌표계와 고정좌표계 사이의 좌표변환이 필수불가결하므로 이것을 수행하기 위한 회전자 자속의 위치 정보는 반드시 필요하다. 여기에는 일반적으로 광학 인코더 (optical encoder) 같은 속도 센서 같은 것이 이용된다. 그러나 광학 인코더는

실제 산업 현장에서 전기적 노이즈로 인하여 문제를 유발할 소지가 다분히 있으므로, 설치 시에는 주변의 전기적 노이즈를 충분히 고려한 주의 깊은 케이블 배선이 반드시 필요하다. 뿐만 아니라, 인코더는 전동기 축을 특별히 연장하여 설치하기 때문에 정밀 설치를 위한 특별한 주의가 필요하여 인코더 자체에 대한 비용은 말할 것도 없고 그 설치비용도 무시할 수가 없게 되어 유도전동기가 가지고 있는 경제형 전동기로서의 장점을 잃어버리게 된다. 또한 어떤 경우에는 실제로 회전자 자속의 위치 피드백을 받는 그 자체가 매우 어려운 상황이 존재하기도 한다. 그러므로 이러한 원인 등으로 인해 벡터제어 기법을 위한 다양한 형태의 속도 센서리스 제어가 비용, 전동기 시스템의 전체 크기, 전기적 노이즈 방지, 및 신뢰성 등의 측면에서 많이 제안되어 왔다 [1-8].

먼저, Schauder는 측정된 단자 전압과 전류로부터 회전자 속도를 추정하기 위하여 모델-기준 적응 시스템 (model-reference adaptive system)을 채택하였는데, 여기서는 전압 모델의 순수적분이 지연 요소로 대체되었다 [1]. 이 수정된 모델은 전압 모델과 고역 필터 (high-pass filter)를 병합한 것과 등가적인 것이라고 할 수 있는데, 이 시스템은 단지 2Hz 근처 정도까지만 잘 동작할 수 있는 성능을 가졌다. 또한 센서리스 벡터제어를 위하여 Kubota 등은 고정자 저항 식별 능력을 가진 전차원 자속 관측기 (full-order flux observer)를 제안하였다 [2]. 그러나 이 알고리즘은 엄청난 계산 시간을 필요로 했으며 전동기 파라미터의 변동에 따른 몇 가지의 문제가 있었다. 그리고 회전자 속도를 추정하기 위하여 Peng 등은 순시 무효전력을 이용하기도 하였다 [3].

[†] 교신저자, 正會員 : 順天郷大學校 情報技術工學部 專任講師 · 工博

E-mail : gangyoul@sch.ac.kr

接受日字 : 2004年 11月 11日

最終完了 : 2004年 12月 29日

이 기법은 넓은 대역의 속도 제어를 달성하였고 고정자 저항의 변동에 강인하였다. 그러나 이 기법은 속도 명령치가 스텝 다운 (step down) 변화를 하게 되면 속도가 속도명령치에 수렴하지 못하게 되는 단점이 있었다 [4]. 이것은 어떤 특정 추정 속도에서는 복수 개의 정상상태 해가 존재하기 때문인데, 특히 회생모드에서는 더욱 그러했다. 그래서 이 문제를 해결하기 위하여 Kubota 등은 회전자 자속과 속도를 추정하기 위하여 확장된 Kalman 필터를 통한 순시 무효 전력을 이용하는 알고리즘을 제안하였다 [5]. 그러나 이 알고리즘은 회생모드에서 동작될 수 있음에도 불구하고 매우 복잡한 단점이 있었다. 센서리스 벡터제어를 위하여 이 외에도 많은 알고리즘들이 제안되었는데, 여기에는 인공 neural network, 확장된 Kalman 필터, 확장된 Luenberger 관측기 등이 있고 [4-8] 이러한 알고리즘들은 노이즈가 많은 열악한 환경 속에서도 잘 동작하기는 하였으나 그 알고리즘들이 매우 복잡하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 회전자 속도보상을 이용한 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템이 제안된다. 본 논문에서 제안하는 속도 센서리스 제어 기법을 설명하기 위하여 우선 벡터제어를 위한 동기좌표계상의 유도전동기 모델이 기술된다. 회전자의 자속은 직접적으로 측정하는 대신 회전자 자속 관측기를 이용하여 간접적으로 추정되며, 회전자 자속 관측기는 축소차원의 상태 추정기 (reduced-dimensional state estimator) 기법을 이용한다. 추정 회전자 속도는 전기 주파수와 슬립 주파수 그리고 추정된 q-축 회전자 자속을 이용한 회전자 속도보상으로부터 직접 얻는다. 회전자 시정수의 오차는 자속 오차각 보상을 이용한 회전자 속도보상에서 반영된다. 또한 회전자 자속 추정의 정확성을 위하여 고정자 저항의 실제적 변화를 반영한 고정자 저항의 실제값을 유도하여 유도전동기 모델에 적용한다. 효과적인 공간벡터변조 (Space Vector Modulation ; SVM) 기법을 이용한 삼상 펄스폭 변조 (Pulse-Width Modulation ; PWM)의 구현이 간단하게 언급된다. 제안된 알고리즘의 빠른 계산과 보다 향상된 제어 성능을 위하여 모든 제어 기능들은 디지털신호처리 칩 (Digital Signal Processor ; DSP)과 그 주변회로를 이용하여 소프트웨어적으로 구현된다. 또한 제안된 시스템이 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템에 대하여 좋은 성능을 보임을 실험 결과를 통하여 보인다.

2. 유도전동기 모델

유도전동기는 동기좌표계 상에서 다음과 같은 방정식으로 기술된다 [9].

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{ds} \\ \dot{v}_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_e L_s & pL_m & -w_e L_m \\ w_e L_s & R_s + pL_s & w_e L_m & pL_m \\ pL_m & -w_{sl} L_m & R_r + pL_r & -w_{sl} L_r \\ w_{sl} L_m & pL_m & w_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서

v_{ds}, v_{qs} 는 d-q 축의 고정자 단자 전압
 $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ 은 d-q 축의 고정자, 회전자 전류
 L_s, L_r, L_m 은 고정자, 회전자, 상호 인덕턴스
 R_s, R_r 은 고정자, 회전자 저항
 w_e, w_r 은 전기 각주파수와 회전자 각주파수

w_{sl} 은 슬립 각주파수 ($=w_e - w_r$)

p 는 미분 연산자 ($=d/dt$)이다.

또한 d-q 축의 고정자 자속 $\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$ 와 d-q 축의 회전자 자속 $\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = L_m \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + L_r \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (1)과 (3)으로부터 유도전동기는 고정자와 회전자의 전압방정식으로 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

고정자 전압방정식 :

$$v_{ds} = (R_s + \sigma L_s p) i_{ds} - w_e \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} w_e \lambda_{qr} \quad (4)$$

$$v_{qs} = w_e \sigma L_s i_{ds} + (R_s + \sigma L_s p) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} w_e \lambda_{dr} + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr} \quad (5)$$

회전자 전압방정식 :

$$0 = -\frac{1}{T_r} L_m i_{ds} + \left(\frac{1}{T_r} + p\right) \lambda_{dr} - (w_e - w_r) \lambda_{qr} \quad (6)$$

$$0 = -\frac{1}{T_r} L_m i_{qs} + (w_e - w_r) \lambda_{dr} + \left(\frac{1}{T_r} + p\right) \lambda_{qr} \quad (7)$$

여기에서 전누설 계수 (total leakage factor) σ 와 회전자 시정수 T_r 은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

3. 제안된 시스템

3.1 회전자 자속과 속도의 추정

유도전동기의 벡터제어에서 회전자 자속벡터 정보는 일반적으로 고정자 전압방정식과 회전자 전압방정식을 이용하여 얻는다. 이것들을 이용하는 기본적인 기준 프레임들은 위의 방정식들에서 전기 각주파수 w_e 를 임의적으로 선택함으로써 얻어질 수 있다. 기준 프레임 중의 하나는 $w_e=0$ 으로 됨으로써 얻어지는 정지좌표계이고, 또 하나는 회전자 전압방정식으로부터 얻어지는 회전자 자속에 대해서 동기적으로 회전하는 동기좌표계이다. 현재 산업계에서 이용되고 있는 벡터 제어 시스템에는 이 중 동기좌표계가 좀더 광범위하게 이용되며, 동기좌표계 상에서 수행되는 벡터제어는 다음과 같이 간략하게 요약될 수 있다.

우선 d-축 회전자 자속을 다음과 같이 회전자 자속 λ_r 에 설정한다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)과 회전자 전압방정식으로부터 다음과 같은 벡터제어 법칙 (vector control law)이 유도될 수 있다.

$$i_{ds} = \frac{1 + T_r p}{L_m} \lambda_r \quad (9)$$

$$w_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \lambda_r} \quad (10)$$

벡터제어에서는 d-축 고정자 전류 i_{ds} 는 슬립 조건 (10)과

함께 회전자 자속을 제어하고 q -축 고정자 전류 i_{qs} 는 슬립 주파수를 제어하게 된다. 그러나 여기에서 d -축 회전자 자속은 초기 기동 시에 회전자 자속 λ_r 에 설정되어 있지 않을 것이므로, 그 수렴의 문제에 대해서 고려해 보아야 하는데, 그것은 다음과 같다.

회전자 전압방정식 (6)과 (7)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$L_m i_{ds} + T_r (-p\lambda_{dr} + w_{sl}\lambda_{qr}) = \lambda_{dr} \quad (11)$$

$$L_m i_{qs} + T_r (-p\lambda_{qr} - w_{sl}\lambda_{dr}) = \lambda_{qr} \quad (12)$$

이 식 (11)과 (12)는 식 (9)와 (10)에 의하여 다음과 같은 선형방정식으로 변환될 수 있다.

$$p(\lambda_{dr} - \lambda_r) + \frac{1}{T_r}(\lambda_{dr} - \lambda_r) - w_{sl}\lambda_{qr} = 0 \quad (13)$$

$$p\lambda_{qr} + \frac{\lambda_{qr}}{T_r} + w_{sl}(\lambda_{dr} - \lambda_r) = 0 \quad (14)$$

이로부터 초기 기동 시 d -축 회전자 자속 λ_{dr} 은 회전자 자속 λ_r 에 수렴하고 q -축 회전자 자속 λ_{qr} 은 영 (0)에 수렴하므로 정상상태에서의 회전자 자속벡터는 이상의 서술로부터 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m i_{ds} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

한편 여기에서 회전자 자속을 추정하기 위하여 동기좌표계의 유도전동기 모델 (4)-(7)로부터 다음과 같은 동적방정식 (dynamic equations)을 유도한다.

$$\begin{aligned} px &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (16)$$

여기서

$$\begin{aligned} x &= [i_{ds} \ i_{qs} \ \lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T, & u &= [v_{ds} \ v_{qs}]^T \\ A &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ -a_{12} & a_{11} & -a_{14} & a_{13} \\ a_{31} & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{31} & -a_{34} & a_{33} \end{bmatrix}, & B &= \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ a_{11} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\hat{R}_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), & a_{12} &= w_e, & a_{13} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ a_{14} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} w_r, & a_{31} &= \frac{L_m}{T_r}, & a_{33} &= -\frac{1}{T_r}, & a_{34} &= w_{sl}, & b_1 &= \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

\hat{R}_s 고정자 저항의 실제값

이다.

이를 이용하여 회전자 자속의 직접적 측정이 없이 회전자 자속을 추정하기 위하여 축소차원의 상태 추정기 기법을 도입한다. 이를 위하여 우선 식 (16)을 다음과 같이 각각의 부분행렬로 나눈다.

$$p \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (17)$$

$$y = [I_2 \ 0]x = x_1 \quad (18)$$

여기에서 $x_1 = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$, $x_2 = [\lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T$, A_{mn} ($m, n=1$ or 2)과 B_1 은 각각 2×2 로 적절하게 나누어진 부분행렬, I_2 는 2차 단위행렬, 0은 영행렬이다.

원래의 식 (17)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$py = A_{11}y + A_{12}x_2 + B_1u$$

$$px_2 = A_{22}x_2 + A_{21}y$$

여기에서 새로운 문자 변수 $\bar{u} = A_{21}y$ 와 $w = py - A_{11}y - B_1u$ 를 정의하여 위 식을 다음과 같이 간략화 한다.

$$px_2 = A_{22}x_2 + \bar{u}$$

$$w = A_{12}x_2$$

여기서 \bar{u} 와 w 는 이미 알고 있는 신호인 u 와 y 의 함수이다. 또한 $\{A, C\}$ 가 가관측적 (observable)이므로 $\{A_{22}, A_{12}\}$ 는 역시 가관측적이라고 할 수 있다 [10]. 따라서 다음과 같은 2차원의 상태 추정기를 얻을 수가 있다.

$$p\hat{x}_2 = (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_2 + Lw + \bar{u} \quad (19)$$

여기서 L 은 관측기의 이득 행렬이다.

식 (19)에 위에서 정의된 \bar{u} 와 w 를 각각 대입하면

$$p\hat{x}_2 = (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_2 + L(py - A_{11}y - B_1u) + A_{21}y \quad (20)$$

와 같이 되는데, 이 식은 y 의 미분치를 포함하고 있는 식이다. 이 식에서의 y 의 미분치는 다음과 같은 새로운 문자 변수를 정의하여 제거할 수 있다.

$$z = \hat{x}_2 - Ly \quad (21)$$

이 때 식 (20)은 다음과 같이 변환된다.

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

이로부터 x_2 의 추정치, 즉 회전자 자속 λ_{dr} 과 λ_{qr} 의 추정치를 다음의 식에 의해 얻는다.

$$\hat{x}_2 = [\hat{\lambda}_{dr} \ \hat{\lambda}_{qr}]^T = z + Ly \quad (23)$$

(a)

(b)

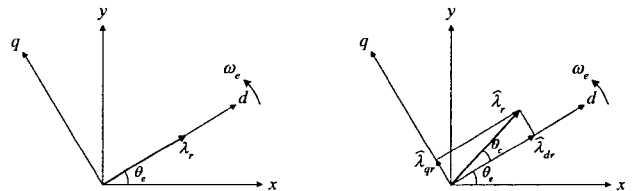


그림 1 d-q 동기 기준좌표계의 정의

(a) 회전자 전압방정식으로부터 얻은 회전자 자속

(b) 센서리스 제어에서의 추정된 회전자 자속

Fig. 1 Definition of the d-q axis synchronous reference frame:

(a) the rotor flux obtained from the rotor voltage equations

(b) the estimated rotor flux in the sensorless control.

회전자 자속을 추정한 다음, 회전자 자속에 대한 동기좌표계의 d - q 축을 그림 1과 같이 선택한다. 그림 1에서의 전기각 θ_e 는 전기 각주파수 ω_e 에 따른 제어변수이며 회전자 전압방정식 (6)과 (7)로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$p\theta_e = w_e = \hat{w}_r + w_{sl} \quad (24)$$

여기서 \hat{w}_r 은 추정 회전자 속도이고, w_{sl} 은 식 (10)에서 주어진 슬립 주파수이다. 그런데 식 (24)에서의 \hat{w}_r 이 만약 실제 회전자 속도 ω_r 이라면 회전자 자속 λ_r 은 d -축에 설정되게 되어 회전자 자속각은 그림 1(a)에서와 같이 정확하게 전기각 θ_e 와 일치하게 된다. 그러나 그림 1(b)와 같이 센서리스 제어

하에서는 \hat{w}_r 이 실제 회전자 속도가 아닌 추정 회전자 속도이고 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, 즉 전기각 θ_e 와 같지 않게 된다. 따라서 그림 1(b)의 센서리스 제어에서의 회전자 자속각은 제어변수인 전기 각 주파수 ω_e 에 의한 전기각 θ_e 에 회전자 자속의 오차각 θ_c 가 더해진 형태인 $\theta_e + \theta_c$ 가 됨을 알 수 있다. 이것은 제어변수인 ω_e 의 속도로 회전하는 동기좌표계 상의 벡터제어에서 영 (0)이 되어야 하는 q -축의 실제 회전자 자속 λ_{qr} 이 \hat{w}_r 과 T_r 의 오차로 인하여 영 (0)이 되지 않아서 회전자 자속의 오차각 θ_c 가 발생한 것을 의미한다. 즉, 이것은 올바른 벡터 제어의 달성을 위해서는 q -축 회전자 자속 λ_{qr} 이 영 (0)으로 보정되어야 함을 의미하는 것이다. 그러므로 제안된 센서리스 시스템에서는 q -축 회전자 자속 λ_{qr} 의 추정치인 $\hat{\lambda}_{qr}$ 이 영 (0)이 되도록 보정하기 위해서 그림 1(b)의 오차각 θ_c 를 보상하며 이것을 이용하여 회전자 속도를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{w}_r = w_e(n) - w_{sl} + \Delta w_r(n) \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \Delta w_r(n) &= \frac{\theta_c(n)}{T_s} = \frac{1}{T_s} \tan^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{qr}(n)}{\hat{\lambda}_{dr}(n)} \approx \frac{1}{T_s \lambda_r} \hat{\lambda}_{qr}(n) \\ &= K \hat{\lambda}_{qr}(n) \end{aligned} \quad (26)$$

여기에서 T_s 는 샘플링 주기 (sampling period)이고 K 는 회전자 속도보상의 이득인데, 여기에서의 근사화는 오차각 θ_c 가 보상에 의하여 보정되게 되면 다음과 같은 관계를 가지게 되므로 arctangent에 대한 선형 근사화 관계를 이용하여 식을 선형 간략화한 것이다.

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

이를 이용하면 회전자 속도의 추정이 1차 선형방정식의 형태를 가지게 되므로 간단하게 센서리스 제어를 달성할 수 있는 장점이 생기게 된다.

그림 2는 회전자 속도 추정의 블록다이어그램을 보인다.

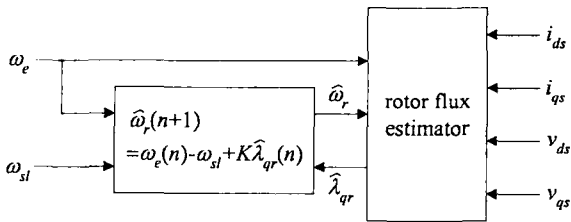


그림 2 회전자 속도 추정의 블록다이어그램
Fig. 2 The block diagram of the rotor speed estimation.

3.2 고정자 저항의 실제값의 추정

회전자 자속 추정이 유도전동기 내부의 온도변화에 따라 그 값이 변하는 고정자 저항값을 이용하기 때문에, 고정자 저항의 실제값의 변화는 회전자 자속 추정에 영향을 미친다. 그러므로 정확한 제어와 회전자 자속의 정확한 추정을 위해 고정자 저항의 실제값을 추정하는 것이 필요하며 그렇

게 하여 회전자 자속 추정에 반영되어야 한다.

정상상태에서 q -축 회전자 자속 λ_{qr} 은 영 (0)에 수렴하므로, q -축 고정자 전압방정식 (5)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$v_{qs} = w_e \sigma L_s i_{ds} + (F_s + \sigma L_s p) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} w_e \lambda_{dr} \quad (27)$$

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

$$v_{qs} = w_e \sigma L_s i_{ds} + (\hat{R}_s + \sigma L_s p) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} w_e \hat{\lambda}_{dr} \quad (28)$$

여기에서 \hat{R}_s 는 다음과 같은 관계에 의해 주어지며

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

ΔR_s 는 고정자 저항의 실제 변화량이다.

즉, 식 (27)과 (28)의 차로부터 다음과 같은 관계를 유도한다.

$$\Delta R_s = -\frac{L_m}{i_{qs} L_r} w_e (\lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr}) \quad (29)$$

따라서 고정자 저항의 실제값 \hat{R}_s 는 다음과 같이 얻어지며

$$\hat{R}_s = R_s - \Delta R_s = R_s + \frac{L_m}{i_{qs} L_r} w_e (\lambda_r - \hat{\lambda}_{dr}) \quad (30)$$

이것은 고정자 저항의 실제값의 업데이트에 이용된다.

3.3 효과적인 SVM 알고리즘을 이용한 PWM 펄스의 구현

삼상 PWM 펄스를 발생하기 위한 스위칭 기법은 현재 산업계에서 광범위하게 이용되고 있는 여러 가지 삼상 전력 변환 시스템에서 매우 중요한 역할을 한다. 다양한 스위칭 기법 중에서 특히 SVM 기법은 정현파 PWM 기법에 의해 얻어진 최고 출력전압보다 그 최고 출력전압이 15.5%나 더 크고, 같은 스위칭 주파수에서의 스위칭수가 정현파 PWM 기법보다 30% 정도나 더 적은 장점이 있다 [11].

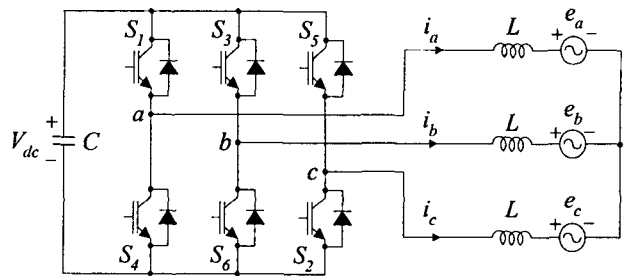


그림 3 PWM 인버터와 유도전동기의 전력회로
Fig. 3 The power circuit of the PWM inverter and the induction motor.

그림 3에서 필요전압을 출력하도록 하기 위해서 상위 스위치 S_1, S_3, S_5 를 변조시키는데 필요한 도통시간 T_a, T_b, T_c 는 다음과 같이 유도될 수 있다.

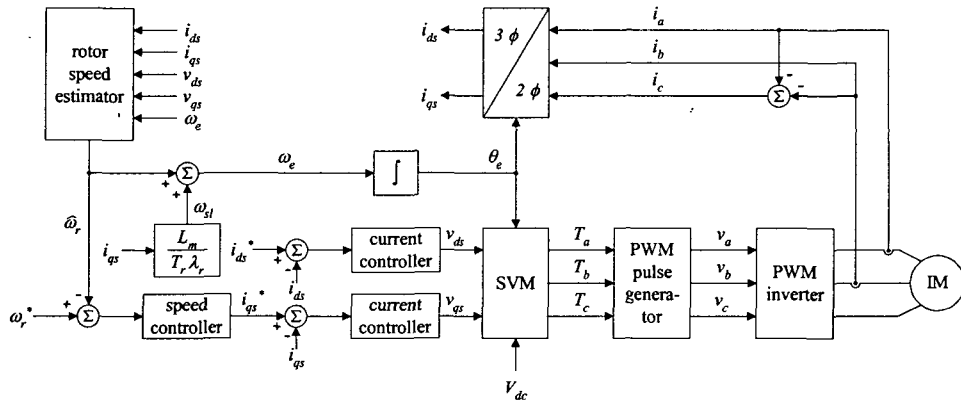


그림 4 제안된 센서리스 벡터제어 인버터 시스템의 전체 제어 다이어그램
 Fig. 4 The overall control diagram of the proposed sensorless vector controlled inverter system.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} = \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_a - v_{min} \\ v_b - v_{min} \\ v_c - v_{min} \end{bmatrix} \quad (31)$$

여기서 $v_{min} = \min(v_a, v_b, v_c)$, T_s 는 스위칭 주기, V_{dc} 는 DC 링크 전압이다. 또한 각 인버터 브리지로부터 발생하는 a - b - c 고정좌표계의 전압 성분 v_a, v_b, v_c 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & -\sin(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (32)$$

삼상 PWM 펄스를 발생하기 위한 위의 SVM 알고리즘은 제공된 계산과 arctangent 계산을 필요로 하지 않아서 기존의 SVM 알고리즘에 비해 그 계산량이 현저하게 감소되는 장점이 있다. 이러한 결과들은 a - b - c 고정좌표계의 전압벡터 $[v_a \ v_b \ v_c]^T$ 의 최저 전압 혹은 최고 전압을 이용하는 개념에 의해 유도되는 것이다. 스위치들의 도통 시간들은 스위칭 주기 T_s , DC 링크 전압 V_{dc} , 그리고 a - b - c 고정좌표계의 전압 성분 v_a, v_b, v_c 에 의해 직접적으로 표현된다.

그림 4는 회전자 속도를 검출하지 않는 제안된 유도전동기 벡터제어 인버터 시스템의 전체 제어다이어그램을 보인다.

4. 실험 결과

마이크로프로세서를 이용한 시스템에서의 소프트웨어의 유연성은 제어 기법의 개발과 업데이트를 용이하게 하고 고성능의 현대 제어기법 도입을 가능하게 한다. 뿐만 아니라, 복잡한 제어 알고리즘이 제어기에 적용될 때는 주변회로를 수반한 DSP를 중앙처리장치(CPU)로 채택하여 복잡한 제어기의 구현을 더욱 용이하게 한다. 그림 5에 보이는 제안된 속도 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템의 전체 구성 블록다이어그램은 Texas Instruments (TI)사의 DSP인 TMS320C32와 그 주변회로로 구현되었다. 공간벡터 변조기의 출력은 삼상 PWM 펄스의 출력을 위한 각 레그의 스위칭 시간이고 삼상 PWM 펄스는 Analog Devices사의 모션 제어기인 ADMC201의 펄스발생기를 통해 발생된다. DC 링크 전압 V_{dc} 와 상전류 i_a 와 i_b 는 모션제어기에 내장되어 있는

11비트 A/D (analog-to-digital) 컨버터에 의해 측정된다. d - q 변환, 전류제어기, 회전자 속도 추정기, PWM 펄스를 위한 SVM 등의 알고리즘들은 매 1ms마다 수행되는 회전자 속도제어 루틴보다 더 우선 순위를 가지며 매 278μs마다 수행된다.

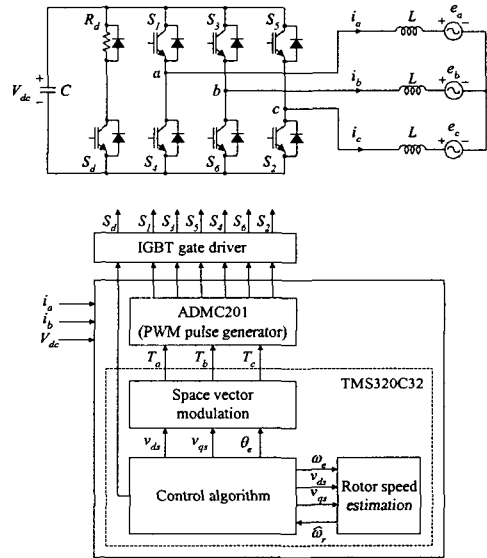


그림 5 제안된 속도 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템의 전체 구성 블록다이어그램
 Fig. 5 The overall construction block diagram of the proposed speed-sensorless induction motor drive system.

전체 시스템은 제어회로와 전력회로의 두 부분으로 구분된다. 제어회로는 제안된 알고리즘을 수행하는 DSP와 그 주변회로를 포함하는 CPU 회로와 IGBT (insulated gate bipolar transistor)를 구동하는 IGBT 구동회로로써 구성된다. 이 두 회로들은 포토커플러로 절연된다. 전력회로부는 전력 스위칭 장치인 6개의 IGBT와 다이내믹 제동 저항부의 IGBT와 저항, 그리고 DC 링크측의 캐패시터 C로 구성된다. 전력반도체 스위치는 스위칭 주파수 $f_s = 3.6kHz$ 와 데드타임

$t_d=3\mu s$ 로써 동작한다. 제안된 속도 센서리스 제어 시스템의 유효성을 보이기 위하여 실험에 사용된 유도전동기의 파라미터들은 다음의 표 1과 같다.

표 1 실험에 이용된 유도전동기의 파라미터들
Table 1 The parameters of the induction motor used in experiment.

파라미터	수치	파라미터	수치
R_s	0.286 Ω	R_r	0.246 Ω
L_r	70.33mH	L_m	66mH
L_s	68.12mH	$T_r=L_r/R_r$	286msec
정격전압	220V	정격전류	40A
용량	11kW	극수	$P=4$

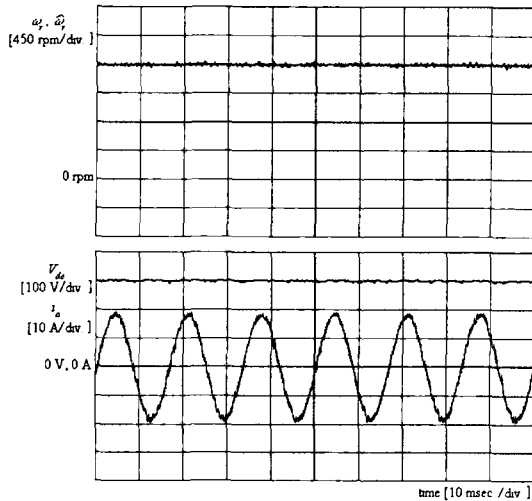


그림 6 정격속도 (1800rpm)에서의 제안된 시스템의 DC 링크 전압, 추정 속도와 실제 속도의 정상상태 파형
Fig. 6 The phase current, DC-link voltage, estimated rotor speed and real rotor speed waveforms of the proposed systems at rating speed (1800rpm) in steady state.

그림 6은 정상상태 무부하 조건에서의 제안된 유도전동기 드라이브 시스템의 상전류, DC 링크 전압, 추정 회전자 속도 및 실제 속도의 파형을 보인다. 상전류와 DC 링크 전압은 안정적이며 추정 회전자 속도와 실제 회전자 속도는 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다. 상전류는 약 13A, DC 링크 전압은 300V, 회전자 속도는 1800rpm이다. 또한 그림 7은 저속에서의 제안된 시스템의 상전류, DC 링크 전압, 추정 회전자 속도 및 실제 회전자 속도의 파형을 보인다. 여기에서의 속도는 3rpm으로 매우 낮다. 이 파형은 정상상태에서의 제안된 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템의 저속 특성을 보이는 것이다. 회전자 속도를 검출하지 않고 얻은 전류의 파형은 역시 정현파이고 회전자 속도를 직접적으로 검출하여 얻은 전류 파형과 거의 같다. 그러므로 정상상태에서 운전되는 제안된 센서리스 유도전동기 드라이브 시스템은 회전자 속도를 검출하지 않고도 고속이나 저속에서 매우 안

정적이라고 할 수 있으며, 정상상태 특성에 있어 센서가 있는 시스템에 비해 그 성능이 결코 저하되지 않는다고 할 수 있다.

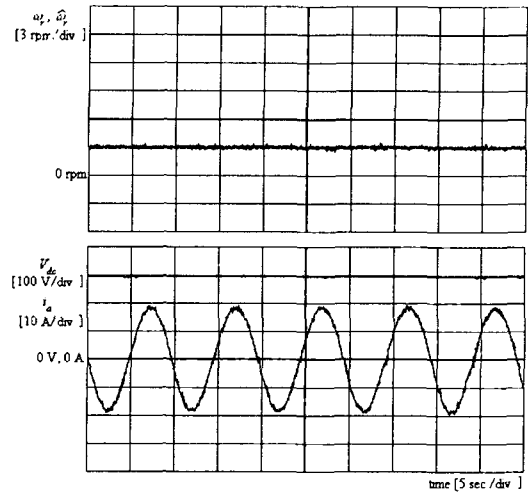


그림 7 초저속 (3rpm)에서의 제안된 시스템의 DC 링크 전압, 추정 속도와 실제 속도의 정상상태 파형
Fig. 7 The phase current, DC-link voltage, estimated rotor speed and real rotor speed waveforms of the proposed systems at very low speed (3rpm) in steady state.

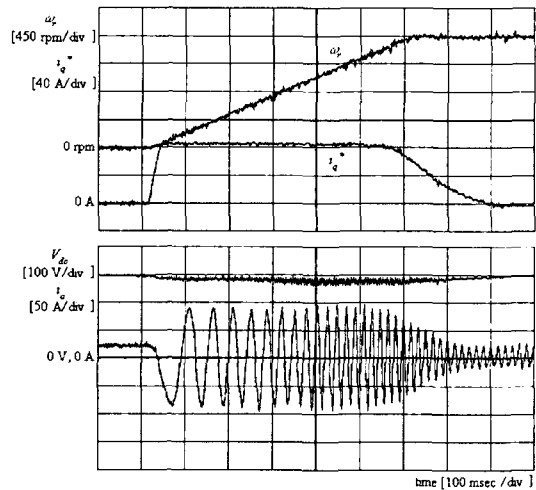


그림 8 제안된 시스템의 회전자 속도 명령치가 0rpm에서 1800rpm까지 변할 때의 다이내믹 응답성
Fig. 8 The dynamic response of the proposed system when the rotor speed command is varied from 0 rpm to 1800 rpm.

그림 8은 제안된 시스템의 회전자 속도 명령치가 0rpm에서 1800rpm까지 변할 때의 다이내믹 응답성을 보인다. 이 파형에는 실제 속도, q-축 전류명령치, 상전류 및 DC 링크 전압이 도시되어 있다. 이것은 제안된 시스템이 정상상태에서 뿐만 아니라 과도상태에서도 좋은 특성을 나타냄을 보인다

다. 그림 9는 회전자 속도 명령치를 0rpm에서 1500rpm으로 또 1500rpm에서 -1500rpm으로 그리고 다시 -1500rpm에서 0rpm으로 변화 시킬 때의 제안된 시스템의 다이내믹 응답성을 보인다. 여기에는 q -축 전류명령치, 실제 회전자 속도, 그리고 상전류와 DC 링크 전압이 도시되어 있다.

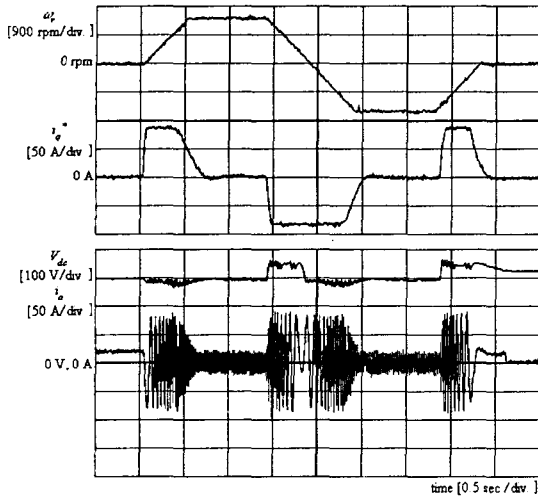


그림 9 회전자 속도 명령치의 반복 변화 시의 제안된 시스템의 다이내믹 응답성

Fig. 9 The rotor speed response of the proposed system when the rotor speed command is repeatedly varied.

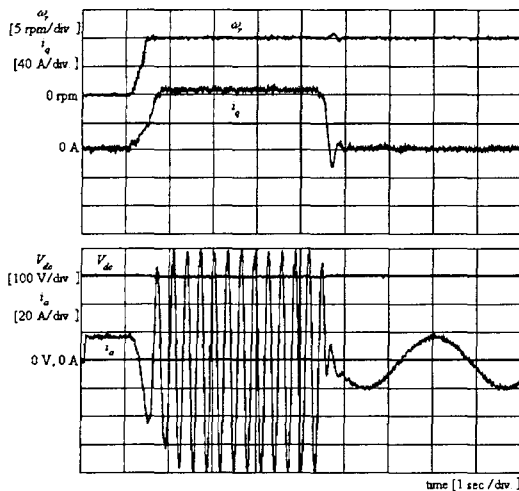


그림 10 회전자 속도 명령치가 10rpm일 때의 제안된 시스템의 토크 응답성

Fig. 10 The torque response of the proposed system when the rotor speed command is 10 rpm.

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

시스템이 전토크 (full torque)로 기동될 수 있다는 제안된 시스템의 좋은 특성을 보이는 것이다.

5. 결 론

본 논문에서는 회전자 속도보상을 이용한 속도 센서리스 유도전동기 제어 시스템이 제안되었다. 본 논문에서 제안된 센서리스 제어 기법의 설명을 위하여 우선 벡터제어를 위한 동기좌표계상의 유도전동기 모델을 간략하게 기술하였다. 회전자의 자속은 직접적으로 측정하는 대신 회전자 자속 관측기를 이용하여 간접적으로 추정되었고, 회전자 자속 관측기는 축소차원의 상태 추정기 기법을 이용하였다. 추정 회전자 속도는 전기 주파수와 슬립 주파수 그리고 추정된 q -축 회전자 자속을 이용한 회전자 속도보상으로부터 직접적으로 얻었다. 또한 회전자 시정수의 오차는 자속 오차각 보상을 이용한 회전자 속도보상에서 반영되었다. 회전자 자속 추정에 있어서 고정자 저항의 실제적 변화를 반영하기 위하여 고정자 저항의 실제값을 유도하여 적용하였다. 효과적인 SVM 기법을 이용한 삼상 PWM의 구현을 간단하게 언급하였다. 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.

감사의 글

이 연구는 2004년도 산업자원부의 지역 R&D 클러스터 구축사업의 지원에 의해 수행되었습니다.

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] H. Kubota and K. Matsuse "Speed sensorless field orientated control of induction machines using flux observer", IECON '94, pp. 1611-1615, 1994.
- [3] F. Peng and T. Fukao "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motor", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 30 1994, No. 5, pp. 1234-1240, 1994, Sept./Oct.
- [4] H. Kubota, K. Matsuse, and Y. Hori "Behavior of sensorless induction motor drives in regenerating mode", PCC-Nagaoka '97, pp. 549-552, 1997.
- [5] Y. R. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 30, No. 6, pp. 1225-1232, 1994.

Nov./Dec.

- [6] T. Du, P. Vas, F. Stronach, and M. A. Brdys "Applications of Kalman filters and Luenberger observers in induction motor drives", PCIM '94, pp. 369-386, 1994.
- [7] 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.
- [8] P. Mehrota, J. E. Quaico, and R. Venkatesan "Speed estimation of induction motor using artificial neural networks", IECON '96, pp. 881-886, 1996.
- [9] D. W. Novotny and T. A. Lipo "Vector control and dynamics of ac drives", Oxford university press, 1996.
- [10] C. T. Chen "Linear system theory and design", Oxford university press, 1984.
- [11] J. H. Youm and B. H. Kwon "An effective software implementation of the space-vector modulation", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, pp. 866-868, 1999, Aug.

저 자 소 개



정강률 (鄭康律)

1971년 12월 17일생. 1997년 영남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1999년 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 졸업(공학석사). 2002년 동대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박사). 동년 동대학원 BK21 박사후 연구원. 2003년~현재 순천향대학교 정보기술공학부 전임강사.