〈論 文〉 2-4-5

개선된 속도 추정 알고리즘을 이용한 유도전동기의 속도 센서리스 벡터 제어

鄭仁和, 申明昊, 玄東石

Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine Using an Improved Speed Estimation Algorithm

In-Wha Jeong, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문에서는 유도전동기의 속도 센서리스 벡터 제어에서의 운전 특성 개선을 위하여 최근에 제시된 상태 방정식을 이용한 속도 추정 알고리즘을 살펴보고 이 방식이 갖고있는 문제점들을 해결할 수 있는 새로운 추정 방법을 제안한다. 또한 폐루프 적분 방식의 고정자 자속 추정 알고리즘을 도입하여 고정자 자속 추정의 정확도를 높였다. 특히, 모든 미분항과 적분항들을 등가의 표현식을 통해 나타내어 실제 구현에 있어서 빠른 응답 특성과 잡음에 대한 안정성을 높였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 속도 추정기의 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

For high performance ac drives, the speed sensorless vector control and the stator flux orientation concept have received increasing attention. This paper describes a speed and flux sensorless vector-controlled induction machine(IM) drive based on the stator flux-oriented control. To improve the accuracy and operating range, the control system employs the previously presented speed and flux estimation methods, and then we present a developed method of estimating the speed of IM. In the proposed method all differential and integral terms have been eliminated by giving a very fast, low-cost, effective and practical alternative to the methods currently available. The effectiveness of the proposed method is verified by simulations and experimental results.

Key Words : Sensorless Vector Control, Stator Flux Oriented Control, Speed Estimator

1. 서 론

디지탈 제어 기술과 전력 반도체 소자의 빠른 발전을 통해 유도전동기 구동 시스템은 여러 산업 분야에서 각광 받고 있다. 기본적으로 유도전동기의 벡터 제어에는 속도 센서를 사용한 폐루프 제어를 필요로 하는데 이러한 센서의 사용으로 비용이 증가하고 기기의 크기가 커지며 동작 신뢰도가 낮아지는 한편, 잡음에 대한 안정도가 떨어지는 문제를 일으키게 된다. 이러한 이유 때문에 속도 센서의 사용없이 정확한 속도 제어를 하는 것이 요구되고 있다.

지금까지 유도전동기의 센서리스 벡터 제어 구동에 관한 많은 논문들이 발표되어 왔고 여기서 제시된 다양한 접근방법은 공통적으로 구동 시스템의 최적 모델링과 전압, 전류 측정값을 사용하여 유도전동기의 상태를 정확히 추정하는데 있다.

먼저, 속도 센서를 사용하지 않고 속도를 추정하는 여러 기술들을 살펴보면, 상태 방정식에 기초한 방식,[1] 회전자 슬롯의 고조파 전압 관측기를 활용한 방식,[2] 기준 모델 추정 방식

(MRAS),[3] 칼만 필터를 이용한 방식,[4] 그리고 뉴럴 네트워크 개념을 적용한 방식[5] 등이 있다. 이중 상태 방정식을 이용한 속도 추정 방식은 단순하면서도 적용이 쉬운 장점을 가지고 있다. 상태 방정식의 적절한 수정을 통해 유도전동기의 파라미터와 측정값 만으로 속도에 관한 표현식을 유도해 낼 수 있기 때문이다.[11] 한편, 자속은 고정자 전압 방정식을 기초로 기기의 단자 전압과 전류값으로 추정될 수 있다. 그러나 이 과정에서 필요한 역 기전력의 순수 적분은 초기값 및 직류 오프셋에 의한 적분기의 드리프트, 포화 발생 문제가 존재하기 때문에 순수 적분기를 저역 통과 필터로 대치하여 적분 하게 된다. 그러나 이 또한 전 속도 영역에서 동작해야 하므로 차단 주파수가 원점에 근접해야 한다는 제한 조건이 생기게 된다. 이 결과 커져버린 시정수 때문에 드리프트 문제가 여전히 존재하게 되며 아울러 필터 통과시 위상 지연 및 이득이 순수 적분기로 적분한 것과는 다른 문제가 발생하게 된다. 최근들어 이러한 문제를 해결하고자 폐루프 적분방식이 제안되어 개선된 자속 추정 특성을 보여주고 있다.[6]

본 논문에서는 개선된 속도 추정기와 적분 방법을 적용하여 보다 향상된 유도전동기의 고정자 자속 기준제어를 구성하고자 한다. 구체적으로 살펴보면, 최근에 제시된 상태 방정식을 이용한 속도 추정 알고리즘을 살펴보고 이 방식이 갖고있는 문제점들을 해결할 수 있는 새로운 추정 방법을 제안한다. 또한 보다 넓은 속도 범위에서 고정자 자속을 정확하게 추정할 수 있는 폐루프 적분 방식의 자속 추정 알고리즘을 도입하여 구동 시스템의 동작 특성을 향상 시키고자 한다. 특히, 제안된 방법에서는 모든 미분항과 적분항들을 등가의 표현식을 통해 나타내어 실제 구현에 있어서 빠른 응답 특성과 잡음에 대한 안정성을 높이려 한다. 시뮬레이션과 실험을 통해 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

2. 유도전동기 동적 모델

동기속도 ω_e로 회전하는 기준축에서 본 고정자, 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} + j\omega_e \vec{\varphi}_s \tag{1}$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\varphi}_r}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\vec{\varphi}_r \tag{2}$$

여기서, $\vec{V}_s$, $\vec{i}_s$, $\vec{\varphi}_s$는 각각 동기 좌표계에서의 고정자 전압, 전류 및 자속 벡터를 의미하고 ω_r, $\vec{i}_r$, $\vec{\varphi}_r$는 회전자 속도, 전류 및 자속 벡터를 나타내며 R_s, R_r은 고정자, 회전자 저항을 의미한다.

한편, 고정자 및 회전자 자속은 동기 좌표계 상에서 다음의 식 (3) 및 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{\varphi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \tag{3}$$

$$\vec{\varphi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \tag{4}$$

여기서, L_s, L_r은 고정자, 회전자 인덕턴스이고 L_m은 자화 인덕턴스이다.

식 (4)의 회전자 자속을 고정자 자속과 전류만으로 나타내면 다음의 식 (5)와 같다.

$$\vec{\varphi}_r = k_1 \vec{\varphi}_s - k_2 \vec{i}_s \tag{5}$$

여기서, 계수 k_1, k_2는 고정자, 회전자 누설 계수 σ_s, σ_r를 사용하여 다음과 같이 표현된다.

$$k_1 = (1+\sigma_r)$$
$$k_2 = L_m[(1+\sigma_s)(1+\sigma_r)-1]$$
$$\sigma_s = \frac{L_{sl}}{L_m}$$
$$\sigma_r = \frac{L_{rl}}{L_m}$$

여기서, L_{sl}, L_{rl}은 고정자, 회전자 누설 인덕턴스이다.

식 (1)-(5)를 사용하면 고정자 전압 방정식을 고정자 전류와 자속만으로 다음의 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= \left[R_s + \frac{R_r}{k_1}(1+\sigma_s)\right]\vec{i}_s + \frac{k_2}{k_1}\frac{d\vec{i}_s}{dt} \\ &\quad + j(\omega_e - \omega_r)\frac{k_2}{k_1}\vec{i}_s - \frac{R_r}{k_1 L_m}\vec{\varphi}_s + j\omega_r \vec{\varphi}_s \\ &= \vec{v}_{1s} + \vec{v}_{2s} + \vec{v}_{3s} + \vec{v}_{4s}\end{aligned} \tag{6}$$

식 (6)을 실수부와 허수부로 구분하고 실수부 기준축을 고정자 자속 벡터에 일치시키면, 다음과 같은 d, q 방정식을 얻게 된다.

$$v_{ds} = v_{1ds} + v_{2ds} + v_{3ds} + v_{4ds} \tag{7}$$

$$v_{qs} = v_{1qs} + v_{2qs} + v_{3qs} + v_{4qs} \tag{8}$$

여기서, 각 전압 성분들은 동기 좌표계의 고정자 전류 성분

i^e_{ds}, i^e_{qs} 을 사용해서 다음과 같이 표현된다.

$$v_{1ds} = \left[R_s + \frac{R_r}{k_1}(1+\sigma_s) \right] i^e_{ds} \tag{9}$$

$$v_{2ds} = \frac{k_2}{k_1}\frac{d}{dt} i^e_{ds} \tag{10}$$

$$v_{3ds} = -(\omega_e - \omega_r)\frac{k_2}{k_1} i^e_{qs} \tag{11}$$

$$v_{4ds} = -\frac{R_r}{k_1}\frac{\varphi_s}{L_m} \tag{12}$$

$$v_{1qs} = \left[R_s + \frac{R_r}{k_1}(1+\sigma_s) \right] i^e_{qs} \tag{13}$$

$$v_{2qs} = \frac{k_2}{k_1}\frac{d}{dt} i^e_{qs} \tag{14}$$

$$v_{3qs} = (\omega_e - \omega_r)\frac{k_2}{k_1} i^e_{ds} \tag{15}$$

$$v_{4qs} = \omega_r \varphi_s \tag{16}$$

3. 유도전동기 속도 추정 및 자속 추정

3.1 회전자 속도 추정

속도 추정에 필요한 고정자 자속 φ_s과 동기 각속도 ω_e를 고정자 전압 모델을 통해 구해보면 고정자 전압, 전류, 저항만으로 구할 수 있다. 정지 좌표계의 고정자 d, q 기준축에서 고정자 자속은 다음의 식 (17) 및 식 (18)에 의해 추정될 수 있다.

$$\varphi^s_{ds} = \int (v^s_{ds} - R_s i^s_{ds}) dt \tag{17}$$

$$\varphi^s_{qs} = \int (v^s_{qs} - R_s i^s_{qs}) dt \tag{18}$$

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi^s_{ds})^2 + (\varphi^s_{qs})^2} \tag{19}$$

$$\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi^s_{qs}}{\varphi^s_{ds}} \right) \tag{20}$$

$$\omega_e = \frac{(v^s_{qs} - R_s i^s_{qs})\varphi^s_{ds} - (v^s_{ds} - R_s i^s_{ds})\varphi^s_{qs}}{\varphi^2_s} \tag{21}$$

속도 추정을 위해서 우리는 d축 전압식 (7) 또는 q축 전압식 (8)을 활용할 수 있다. 먼저 속도 지령이 0[rpm]→500[rpm]→0[rpm] 일때의 각 전압 성분을 살펴보면 다음과 같다. 여기서 실제 속도 ω_r은 고정자 자속 기준제어 방식이므로 전압 성분 v_{4qs}와 동일한 파형을 나타낸다.

식 (9)~(12)에 나타난 d축 성분들 중에서 속도에 관계되는 성분은 유일하게 v_{3ds}가 있고 그림 1에서 보듯, 이 성분은 정상 상태에서의 슬립 속도와 곱해지는 계수값이 매우 작으므로 d축 전압식에서 작은 비중을 차지하고 있다. 그러므로 속도 변화에 대한 d축 전압식 (7)의 감지도는 매우 낮게되고 이 때문에 속도 추정에 부적합함을 알 수 있다.

두 번째로, q축 전압식을 이용하여 속도 추정에 적합 여부를 살펴보면 다음과 같다.

q축 전압식 (8)을 살펴보면 속도에 관계되는 성분은 v_{3qs}와 v_{4qs}이고 그림 2에서 보듯, 이 성분들이 q축 전압식의 주요 성분임을 알 수 있다. 이런 결과를 통해 고정자의 q축 전압식에 기초하여 다음과 같은 속도 추정식을 이끌어 낼 수 있다.

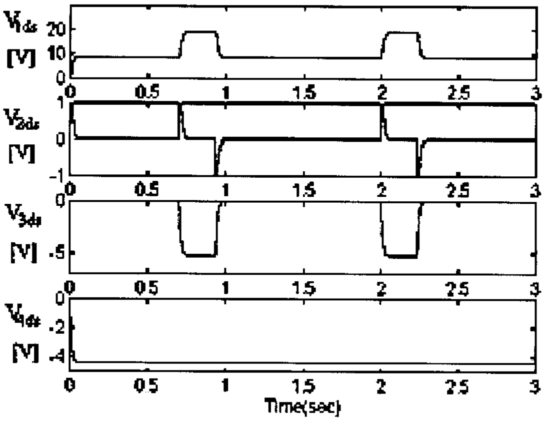


그림 1 d축 전압 성분 비교
Fig. 1 Comparison of voltage components (d-axis)

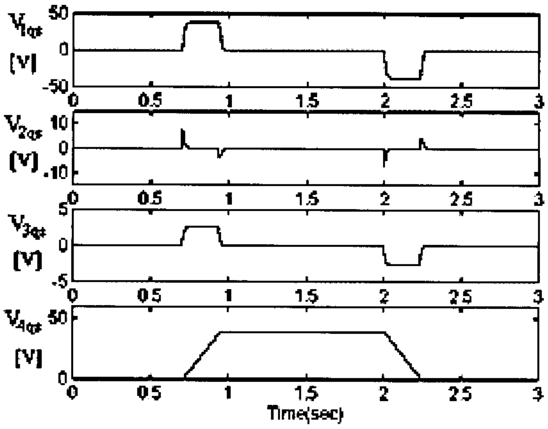


그림 2 q축 전압 성분 비교
Fig. 2 Comparison of voltage components (q-axis)

$$\hat{\omega}_r = \frac{v_{qs} - v_{1qs} - v_{2qs} - \omega_e \frac{k_2}{k_1} i_{ds}^e}{\varphi_s - \frac{k_2}{k_1} i_{ds}^e} \tag{22}$$

속도 추정식 (22)는 i_{qs}^e 의 미분항(v_{2qs})을 포함한다. 이는 잡음의 영향이 큰 실제의 기기에 적용될 때 심각한 문제를 일으킬 수 있다. 이러한 실제 구현에 있어서의 문제점을 해결하기 위해서 미분항은 등가의 표현식을 통해 나타내어야 하고 이를 위해 슬립 주파수 ω_{sl} 를 정상 상태항 ω_{sl0}과 미분항 v_{2qs}을 포함한 과도 상태항으로 표현해 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\omega_{sl} &= \frac{L_s i_{qs}^e}{T_r(\varphi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^e)} + \frac{\sigma L_s p i_{qs}^e}{\varphi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^e} \\ &= \omega_{sl0} + \frac{v_{2qs}}{\varphi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^e}\end{aligned} \tag{23}$$

이제, d축 전압식 (7)을 활용하여 슬립 주파수를 구하면 다음과 같은 v_{2qs}에 관한 새로운 표현식을 이끌어 낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{v}_{2qs} &= \left[\frac{v_{ds} - v_{1ds} - v_{4ds}}{i_{qs}^e} \frac{k_1}{k_2} + \omega_{sl0} \right] \\ &\quad * \left(\frac{k_2}{k_1} i_{ds}^e - \varphi_{ds} \right)\end{aligned} \tag{24}$$

여기서, v_{2ds}는 매우 작은값이므로 영으로 가정되었고 정상 상태 슬립 주파수 ω_{sl0}와 종합 누설 계수 σ 는 회전자 시상수 T_r을 사용하여 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_{sl0} = \frac{L_s i_{qs}^e}{T_r(\varphi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^e)} \tag{25}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{26}$$

3.2 고정자 자속 추정

일반적으로 고정자 자속의 추정은 적분식 (17)-(18)으로 이루어 지는데 순수 적분기를 사용해서 적분하게 되면 드리프트 및 적분기 포화의 문제가 발생하므로 순수 적분기 대신 저역통과(LP) 필터를 사용하게 된다. 그러나 이 방법 또한 전 속도 영역에서 동작하기 위한 낮은 차단 주파수 때문에 시정수가 커지게 되어 드리프트 문제가 여전히 발생하며 필터의 차단 주파수보다 낮은 속도 영역에서는 자속 추정 오차가 발생하게 된다. 결과적으로 저역통과 필터를 통해 자속을 추정하는 방식은 구동 시스템의 동작 속도 영역을 통상 10 : 1 로 제한하게 된다[6]. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 폐루프 적분 방식의 자속 추정 알고리즘을 도입하여 필터의 차단 주파수를 높이고 이를 통해 드리프트 문제를 해결하는 한편, 자속 추정의 정확도를 높였다.

먼저, 순수 적분기의 표현식 $\left(y = \frac{1}{s}x\right)$은 다음의 식 (27)과 같이 표현될 수 있다.

$$y = \frac{1}{s+\omega_c}x + \frac{\omega_c}{s+\omega_c}y \tag{27}$$

여기서, x 와 y는 순수 적분기의 입력, 출력 신호이고 ω_c 는 차단 주파수이다. 우변의 첫 번째항은 적분기의 실제 구현에 흔히 사용되는 저역통과 필터를 나타내고 두 번째항은 저역통과 필터에 의한 오차를 보정하는 피드백 신호를 의미한다. 식 (27)에서 ω_c 를 높이면 드리프트 문제가 해결되며 동시에 피드백 변수 y를 적절히 조절하면 자속 추정의 정확도가 향상되게 된다.

위에서 설명한 새로운 적분 알고리즘의 개요도가 그림 3에 나타나 있다.

그림 3은 자속 크기 보상을 통한 적응 폐루프 적분 알고리즘을 보여주고 있다. 기본적으로 이 알고리즘은 자속과 역 기전력(EMF)의 직교성을 이용하여 적응 제어를 이룬다. 먼저, PI 제어기는 오차 신호를 통해 적절한 보상 크기를 결정하는 부분으로 다음의 식 (28)과 같이 표현된다.

$$\varphi_{cmp}^s = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{\hat{\varphi}_{qs}^s emf_q + \hat{\varphi}_{ds}^s emf_d}{|\hat{\varphi}_s|} \tag{28}$$

여기서, k_p와 k_i는 PI 제어기의 상수이다. 위 식에 의해서 자속이 변화하는 상황에도 적절한 보상 크기가 자동적으로 결

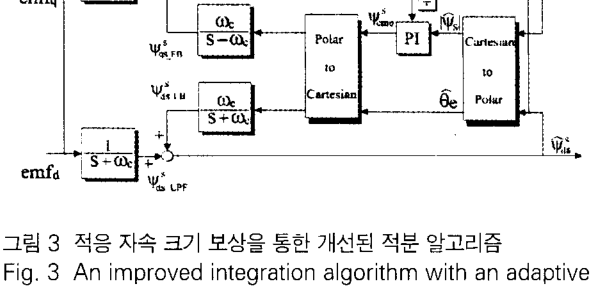


그림 3 적응 자속 크기 보상을 통한 개선된 적분 알고리즘
Fig. 3 An improved integration algorithm with an adaptive magnitude compensation

정될 수 있다.

이때, 오차 신호 e는 자속이 역 기전력과 직교해야 한다는 사실로부터 다음 식 (29)으로 정의된다.

$$
\begin{aligned}
e &= \vec{\varphi}_s \cdot \vec{emf} / |\hat{\varphi}_s| \\
&= (\hat{\varphi}^s_{qs} emf_q + \hat{\varphi}^s_{ds} emf_d) / |\hat{\varphi}_s| \qquad (29)
\end{aligned}
$$

오차 신호는 초기값이나 직류 드리프트로 인한 자속 추정 오차를 나타낼 수 있고 최종적으로 오차 보상을 통해 추정된 자속이 역 기전력과 직교하도록 유지시켜 준다.

지금까지 설명한 적응 추정 알고리즘은 순수 적분기가 갖고 있는 초기값, 직류 드리프트 문제를 해결할 수 있고 아울러 자속의 크기가 변화하는 상태에서도 왜곡을 최소화 시키며 정확한 자속 추정을 할 수 있다는 큰 장점을 가진다. 다음으로 제어 루프에서 보여지는 차단 주파수 ω_c 는 적분 알고리즘의 특성을 결정짓는 중요 요소로서 60 [rad/s] 이상일 때 드리프트 없는 안정된 추정 결과를 보여준다.[12]

4. 시뮬레이션 결과

제안된 알고리즘의 동작 특성은 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)을 사용하여 시뮬레이션 되었다. 이때 구동 시스템의 유도전동기 파라미터는 표 1과 같다. 제어 알고리즘은 속도 센서리스 고정자 자속 기준제어[7]이며 제어 블록도가 그림 4에 나타나 있다. 구성을 살펴보면, 외부 루프에 토크 제어 및 자속 제어기가 설치되어 있으며 자속 제어기의 출력은 비간섭 제어를 위한 전류 i^e_{dq} (30)가 더해져서 d축 지령값을 만들게 된다. 속도의 추정은 속도 추정

표 1 유도전동기의 파라미터
Table 1 Machine Parameters

정 격	220[V], 3상 4극, 2.2[kW], 60[Hz]
고정자 저항(R_s)	1.26 [Ω]
회전자 저항(R_r)	1.28 [Ω]
고정자 누설 인덕턴스(L_{ls})	3.0 [mH]
회전자 누설 인덕턴스(L_{lr})	3.0 [mH]
자화 인덕턴스(L_m)	105 [mH]

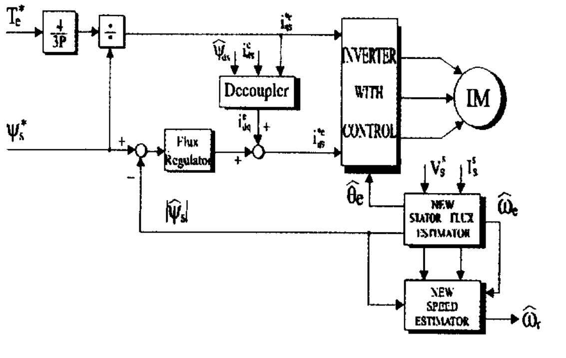


그림 4 고정자 자속 기준제어 구동 시스템
Fig. 4 Stator flux-oriented control of induction motor drive

식 (22), (24)를 사용했으며 그림 3에 보인 폐루프 적분 알고리즘을 통해 자속 추정을 이루었다. 또한 φ_s, θ_e, ω_e 는 식 (19)~(21)을, $\hat{\omega}_{sl}$ 은 식 (25)를 이용하였다.

$$
i^e_{dq} = \frac{\hat{\omega}_{sl}\sigma T_r i^e_{qs}}{1 + \sigma T_r p} \qquad (30)
$$

여기서, p는 미분 연산자이다.

4.1 자속 추정

그림 5는 실제 고정자 자속 파형 (d축 성분)과 저역통과 필터에 의한 방법 그리고 폐루프 적분 방법에 의해 얻어진 추정 결과를 보여주고 있다. 운전 조건은 0 [rpm] 구동 상태에서 1.7초에 150 [rpm] 으로 변하는 경우이다.

추정 결과를 살펴보면, 저역통과 필터에 의한 고정자 자속 추정은 위상뿐 아니라 크기에 있어서도 20[%] 정도의 큰 오차가 발생하였고 이에 반해 폐루프 적분 방식을 통한 자속의 추정은 좋은 특성을 보여주고 있다.

그림 6은 지령 속도 -300 [rpm]으로 운전 중, 2 초에서 300 [rpm]으로 지령했을 때 실제 고정자 자속과 추정된 자속 파형 그리고 이들 사이의 오차를 보여주고 있다. 이때 알고리즘에 사용된 차단 주파수 ω_c 60 [rad/s]이고 오차 ε는 식 (31)에 의해 구해졌다.

$$
\varepsilon = \frac{\varphi^s_{dqs} - \hat{\varphi}^s_{dqs}}{\varphi^*_s} \times 100[\%] \qquad (31)
$$

위의 결과에서 보듯, 폐루프 적분 방식의 고정자 자속 추정이 정역 속도 변화와 같은 과도 상태에도 2 [%] 오차 범위내에서 정확하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

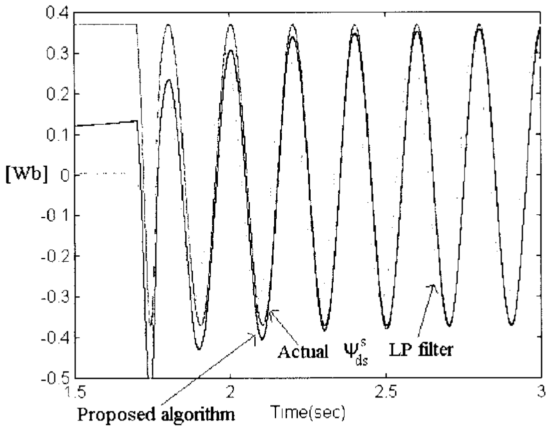
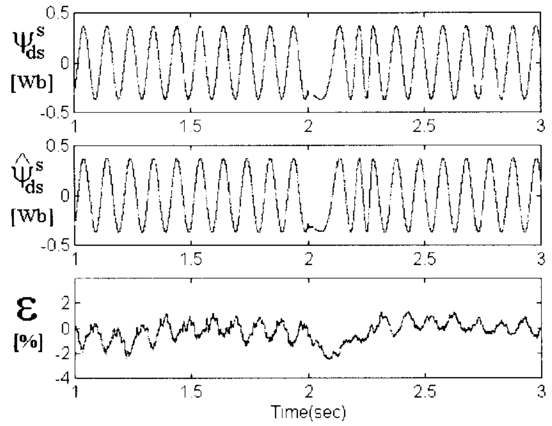


그림 5 고정자 자속 추정 알고리즘 비교
Fig. 5 Comparison of stator flux estimation algorithms

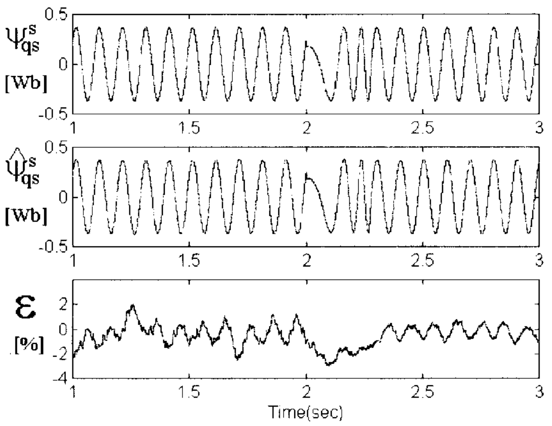
4.2 속도 추정

그림 7은 추정된 동기 속도 (21)와 슬립 속도 (25)만으로 구해진 속도 추정 결과 (a)와 새로운 속도 추정기 (22)를 적용하여 얻어진 속도 추정 결과 (b)를 비교하고 있다.

위에 보여진 두 결과를 비교해 보면, 그림 7(a)에 나타난 추정된 속도 파형은 미분항을 무시했기 때문에 과도 상태에 커다란 왜곡을 보여주고 있다. 이에 반해 그림 7(b)의 경우는 동적 전압 성분인 v_{2qs}를 고려하여 특성이 크게 향상되었음을 알 수 있다. 즉, 이 논문에서 제안한 속도 추정 방법이 정상 상태뿐 아니라 동적 과도 상태에도 잘 동작하고 있음을 확인할 수 있다. 다음에 보인 그림 8은 식 (24)에 의해, 미분항으로 이루어진 v_{2qs}를 d축 전압식 (7)을 추가적으로 이용하여 충분히 추정할 수 있음을 보여주고 있다. 이 결과 실제 구동 상

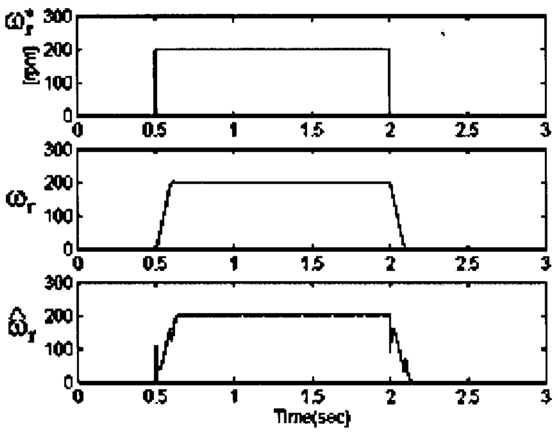


(a) φ^s_{ds} 추정 특성

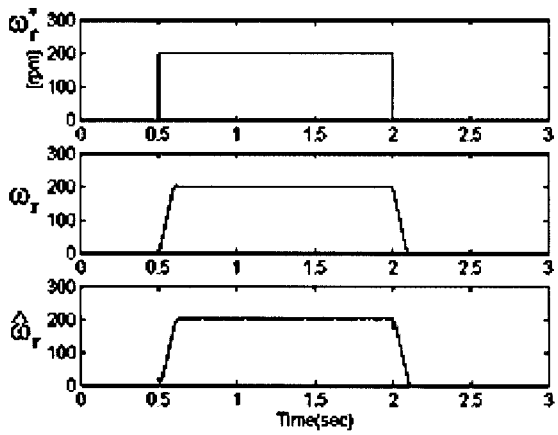


(b) φ^s_{qs} 추정 특성

그림 6 고정자 자속 추정
Fig. 6 Stator flux estimation



(a) $\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl0}$



(b) 새로운 속도 추정기

그림 7 속도 제어 특성
Fig. 7 Speed control response

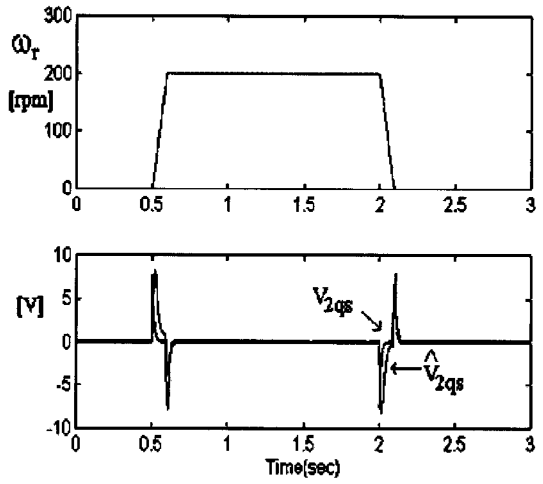


그림 8 v_{2qs} 추정 특성
Fig. 8 v_{2qs} estimation result

태에서 나타날 수 있는 잡음에 대한 영향을 감소시킬 수 있고 이를 통해 구동 시스템의 동특성을 높일 수 있다.

그림 9는 제안한 속도 추정기를 이용한 구동 시스템의 부하 특성 결과를 나타내고 있다.

위의 그림은 700 [rpm]의 속도 지령에 대한 무부하 운전 상태에서 2초에 인가된 3 [Nm]의 부하 조건 변화에 따른 속도 추정 결과를 나타내고 있다. 그림 9에 보인 바와같이 부하 상태에 변함없이 정확한 속도 추정이 이루어짐을 알 수 있다.

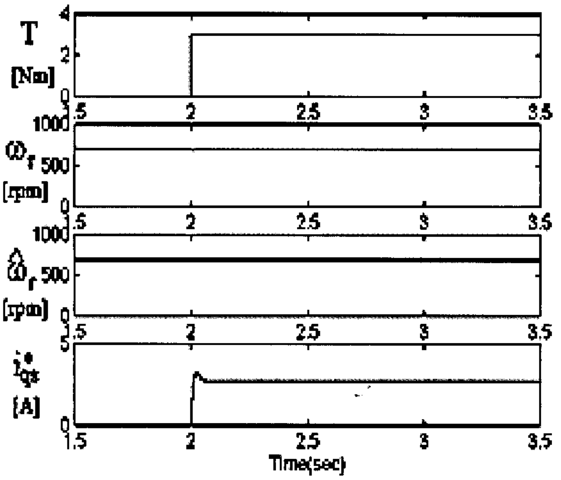


그림 9 부하에 따른 속도 제어 특성
Fig. 9 Speed control response according to the load torque

5. 실험 결과

본 논문에서는 제안한 속도 추정 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 그림 10과 같은 전력회로 및 제어기를 구성하여 실험을 수행하였다. 표 1의 파라미터를 갖는 유도전동기를 제어 대상으로 하고 시스템의 구현에 적용된 각각의 하드웨어는 DSP를 CPU로 적용하여 설계된 디지탈 제어기와 다이오드 브리지 정류기, 필터 커패시터 및 IGBT 인버터로 구성된 전력 변환 회로라는 두 개의 큰 부분으로 구분할 수 있다. 모든 제어 알고리즘은 부동소수점 처리가 가능한 32-Bit DSP(TMS320C31)를 디지탈 제어기의 주 CPU로 적용하여 실시간 처리하였고 PC에서 작성한 C 코드를 어셈블리한 다음 XDS-510 에뮬레이터를 통하여 DSP Target Board에 다운로드 시켜 실시간 구현하였다. 전동기 속도를 관측하기 위하여 1024 PPR(Pulse Per Revolution)의 분해능을 가지는 광학식 엔코더를 사용하였으며 입력 전류의 검출 장치로는 Hall CT(Current Transducer)를 사용하였다. 이때 아날로그 신호의 처리를 위해 각각 12-Bit A/D 변환기와 D/A 변환기를 포함시켰다. 속도 제어방식은 16-Bit UP-DOWN COUNTER(8254)로 구현된 M/T 기법을, ASIC을 통하여 처리하여 하드웨어의 컴팩트한 설계가 가능하였고 샘플링 주기는 1[ms]로 선정하였다. 또한 전류 제어의 경우, 샘플링 주기는 100[㎲]이며 전압발생은 공간 전압벡터 변조법을 사용하였다. 그 밖의 주변회로는 EPM5128 EPLD를 사용하여 구현하였고 고정자 입력 전압은 인버터의 스위칭 상태 (u, v, w)로부터 계산하였다.[13]

그림 11은 정역 운전시의 실제 유도전동기 속도와 추정된 자속 성분을 보여주고 있으며 이는 구현된 벡터제어 시스템의 성능을 나타내고 있다. 이 실험에서 속도 지령은 1000

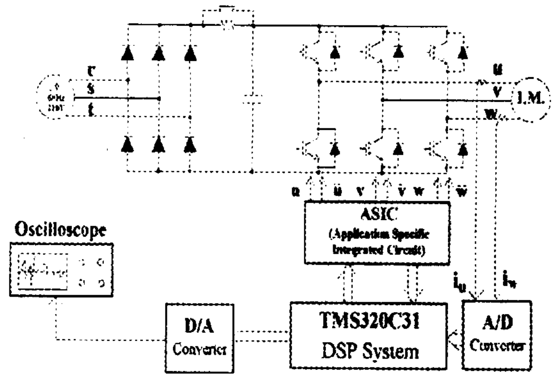


그림 10 하드웨어 구성도
Fig. 10 Overall implemented configuration

[rpm]에서 -1000 [rpm]으로 이루어졌다. 실제 속도와 추정된 속도의 오차를 살펴보면 과도 상태 동안에는 추정된 속도가 저역통과 필터를 통과했기 때문에 약간의 지연을 갖고 실제 속도를 추종하는 모습을 나타내고 있으며 정상 상태에 도달한 후에는 오차가 거의 없음을 볼 수 있다. 자속 추정에 있어서는 정역 속도변화에 대해 정확한 좌우대칭이 되지는 못하였지만 안정적으로 추정됨을 알 수 있다.

그림 12는 제안한 속도 추정기에 의한 속도 제어 특성을 나타내고 있다.

그림에서 속도 지령은 0[rpm]→ 1000[rpm]→ 0[rpm] 으로 이루어지고 있으며 실험 결과로부터 구동 시스템이 영 속도에서도 정확하고 안정되게 속도 추정을 하고 있음을 확인할

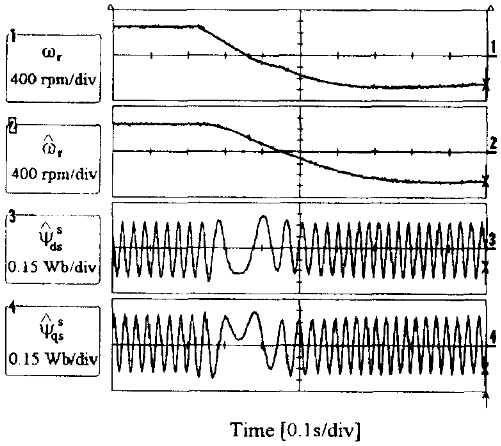


그림 11 정역 속도지령에 대한 자속 추정 특성
Fig. 11 Response of new integration method according to the forward-reverse speed reference

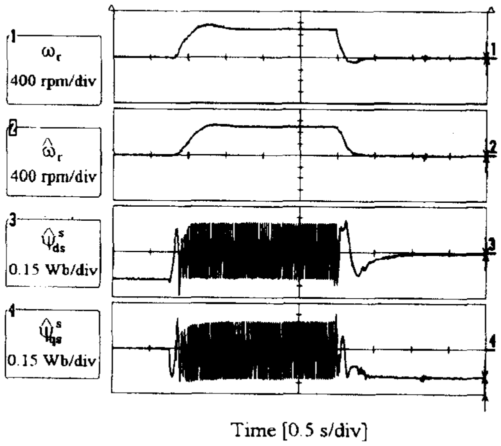


그림 12 구동 시스템의 속도 제어 특성
Fig. 12 Speed control response of induction motor drive

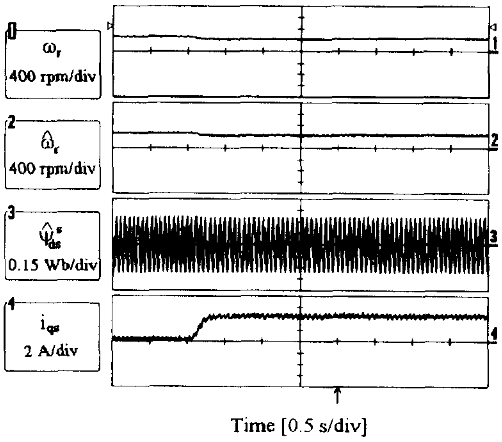


그림 13 구동 시스템의 부하에 따른 속도 제어 특성
Fig. 13 Speed control response of induction motor drive according to the load torque

수 있다. 다음으로 그림 13은 500 [rpm]의 속도 지령에 대한 무부하 운전 상태에서 2.5 [Nm]의 부하를 인가한 경우, 속도 추정기에 의한 구동 시스템의 부하 특성을 보여주고 있다.

실험 결과에서 보인 바와 같이 부하가 인가되기 이전의 정상 상태에서는 안정된 운전 특성이 나타남을 확인할 수 있다. 그러나 부하가 인가된 이후의 과도 상태 동안에는 40 [rpm] 정도의 오차가 발생한 후 서서히 증가하여 지령값에 도달하는 모습을 보여주고 있으며 자속의 추정은 드리프트 없이 안정되게 이루어짐을 확인할 수 있다. 지금까지 살펴본 실험 결과로부터 제안한 속도 추정기에 의한 속도 제어 방식이 시뮬레이션 결과와 동일하게 우수한 특성을 보임을 알 수 있다.

6. 결 론

지금까지 새로운 속도 추정 알고리즘을 설명하고 이를 향상시키기 위한 여러 접근방법에 대해 논의 하였다. 제안한 알고리즘은 기준 모델 추정방식이나 칼만 필터를 이용한 방식과 같이 복잡하지 않고 실제 구성에 있어서 매우 단순하다. 더욱이 응답 특성을 개선하고 잡음에 대한 안정성을 높이기 위해 미분항과 적분항 모두를 대체할 수 있는 새로운 추정 방법을 제안하여 그 활용 가능성을 살펴 보았다. 또한 보다 넓은 속도 범위에서 고정자 자속을 정확하게 추정할 수 있는 폐루프 적분 방식을 도입하여 구동 시스템의 동작 영역을 확대시킬 수 있었다. 시뮬레이션과 실험 결과로부터, 고정자 자속 추정을 위해 사용된 자속 크기 보상을 통한 적응 폐루프 적분 방식이 유도전동기의 센서리스 구동에도 적합하다는 것을 확인

할 수 있었고 제안된 추정 알고리즘이 효과적인 동작 특성을 보이고 있음을 검증할 수 있었다. 앞으로 구동 시스템의 동작 상태 변화에 따른 파라미터 변동을 고려하여 제안한 속도 추정 알고리즘을 기초로 최적의 추정 결과를 얻기위한 연구가 수행되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] S. Sathiakumar, K.S. Rajashekara and K.V. Baburaj, "A Novel Speed Estimator for High Performance Speed Control of an Induction Machine", PEMC'96, pp.2/210~2/214, 1996.

[2] M. Ishida and K. Iwata, "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Trans. on IA, Vol. IA-20, No. 3, pp. 575~581, May/June 1984.

[3] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", IEEE Trans. on IA, pp. 1054~1061, September/October 1992.

[4] Y.R. Kim, S.K. Sul, and M.H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Filter", IEEE Trans. on IA, Vol. 30, No. 5, pp.1225~1233, September/October 1994.

[5] L.B. Brahim and R. Kurosawa, "Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks", IEEE PCC, Yokohama, pp.689~694, 1993.

[6] J. HU and B. WU, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range", IEEE PESC'97, pp.1075~1081, 1997.

[7] X. Xu, R.D. Doncker and D.W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", IEEE PESC'88, pp.870~876, 1988.

[8] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE Trans. on IA, Vol. 29, No. 1, pp.175~180, Jan/Feb 1993.

[9] B.K. Bose, M.G. Simoes, D.R. Crecelius, K. Rajashekara and R. Martin, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE IAS '95, pp.137~143, 1995.

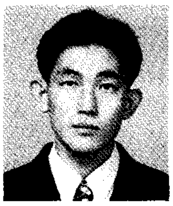
[10] S.A. Shirsavar, M.D. McCulloch and C.G. Guy, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors with Parameter Estimation", IEEE IAS'96, pp.262~269, 1996.

[11] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "Sensorless Control of AC Motor Drives", IEEE PRESS, pp.1~19, 1996.

[12] G. John, W. Erdman, R. Hudson, C. Fan and S. Mahajan, "Stator Flux Estimation from Inverter Switching States for the Field Oriented Control of Induction Generators", IEEE IAS'95, pp.182~188, 1995.

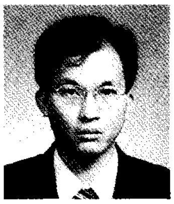
[13] L. Ben-Brahim and Atsuo Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE Trans. on IE, Vol. 39, No. 3, pp.241~249, June 1992.

〈저 자 소 개〉



정인화(鄭仁和)

1973년 6월 3일생. 1996년 한국기술교육대학교 전기공학과 졸업. 1996년~현재 한양대 전기공학과 석사과정.



신명호(申明昊)

1967년 11월 27일생. 1989년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년~1996년 삼성종합기술. 1997년~현재 한양대 전기공학과 박사과정.

현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 뮌헨공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수.