

벡터제어 유도전동기의 슬립 각속도를 이용한 회전자 저항 추정

Rotor Resistance Estimation Using Slip Angular Velocity In Vector-Controlled Induction Motor

박 현 수* · 조 권 재** · 최 종 우†
(Hyunsu Park · Gwon-Jae Jo · Jong-Woo Choi)

Abstract - Accurate tuning of parameter is very important in vector-controlled induction motor. Among the parameters of induction motor, detuning of rotor resistance used in controller design deteriorates drive performance. This paper presents a novel rotor resistance estimation strategy using slip angular velocity in vector-controlled induction motor drives. The slip angular velocity can be calculated by two methods. Firstly, it can be induced from the rotor voltage equation. Secondly, it can be induced from the difference between synchronous angular velocity and rotor angular velocity. The first method includes the rotor resistance, while the second method dose not include this parameter. From this fact, the rotor resistance can be identified by comparing the slip angular velocities in the two methods. In the tuned states of the rotor resistance, performances of flux estimator and speed drive are discussed. The simulation and experimental results are given to verify the validity of the proposed method in various situations.

Key Words : Rotor resistance, Slip angular velocity, Vector control, Induction motor

1. 서 론

일반적으로 유도전동기 구동 시스템에서 벡터제어는 고성능 응답을 얻을 수 있으므로 다양한 산업 분야에서 널리 사용되고 있다. 유도전동기의 순시 토크 제어를 위해서는 자속과 토크를 독립적으로 제어하는 것이 매우 중요하다. 이를 위해 통상적으로 동기좌표계 전류 제어를 하는데, 여기서 좌표 변환을 위한 제어각이 요구된다. 제어각은 전동기 파라미터를 이용하는 자속추정기를 이용하여 연산하게 되므로, 파라미터를 정확하게 알고 있는 것이 중요하다[1,2]. 파라미터를 잘못 알고 있다면 잘못된 제어각을 연산하게 되고, 벡터각이 틀어져 전류 제어의 응답이 떨어지게 되어, 토크 제어의 성능이 떨어지게 된다. 실제 토크와 지령 토크 간의 오차를 발생시켜 전동기 시스템 동적 성능을 악화시킨다. 유도전동기의 대표적인 전기 파라미터는 고정자 저항, 회전자 저항, 상호 인덕턴스, 고정자 과도 인덕턴스가 있다. 여기서 회전자 저항은 다른 파라미터보다 상수 측정이 어려울 뿐만 아니라 온도에 민감하여 운전 중에 상수가 크게 변한다. 또한, 표피 효과에 의해서 슬립 주파수에 따라 상수가 변한다. 이처럼 회전자 저항은 상수 측정이 어렵고 운전 중에 변동이 크기 때문에, 파라미

터를 이용한 제어각을 요구하는 유도전동기 벡터제어에서 정확한 회전자 저항 설정은 매우 중요하다[3~5].

최근까지 회전자 저항을 추정하는 많은 방법이 연구되었다 [6~20]. 회전자 저항을 해(Solution)로 선정하여, 전동기 전압방정식을 직접 풀거나[6,7] 자속과 토크 간의 관계를 이용하여 회전자 저항을 구하는 방법[8]이 제안되었다. 전동기 모델 방정식을 기반으로 하여 순환 최소 자승법(Recursive least square method)을 이용한 방법이 제안되었고[9~11], 적응 관측기(Adaptive observer)를 이용하여 회전자 저항을 추정하는 방식이 제안되었다[12,13]. 이 외에도 입자 군집 최적화(Particle swarm optimization), 슬라이딩 모드 관측기(Sliding mode observer), 인공 신경망(Artificial neural network)을 이용하는 방법이 제안되었다[14~16]. 이러한 방식들은 복잡한 구조를 가지는 제어 이론을 사용하므로, 구현하기 힘든 단점이 있다. 임의의 변수들을 비교하면서, 파라미터를 보정하는 방법들이 제안되었다[17~20]. 본 기존 논문에서는 각각 전압, 순시 무효 전력, 자속, 전류를 이용하여 회전자 저항을 추정 방법들이 제시되었다.

본 논문에서 임의의 두 변수를 비교하여, 파라미터를 보정하는 방식을 택하였다. 변수를 슬립 각속도(Slip angular velocity)로 선정하여 회전자 저항을 구하는 방법을 제안한다. 슬립 각속도는 크게 두 가지 방법으로 계산될 수 있다. 첫 번째 방법은 회전자 전압방정식으로부터 유도된 슬립방정식으로부터 구하는 방법이다. 두 번째 방법은 동기 각속도와 회전자 각속도의 차로부터 구하는 방법이다. 전자의 방법은 회전자 저항의 상수에 영향이 있지만, 후자는 회전자 저항의 상수에 영향이 없다. 이러한 특성을 기반으로, 두 방식으로부터 연산된 두 개의 슬립 각속도를 비교함으로써

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, College of IT Engineering, Kyungpook National University, Korea.

E-mail: cjw@knu.ac.kr

* HYUNDAI Welding Co., Korea

** Dept. of Electrical Engineering, Kyungpook National University, Korea.

Received : October 11, 2017; Accepted : September 17, 2018

써, 회전자 저항을 추정하는 방식을 구현한다. 본 알고리즘은 기존에 잘 알려진 자속추정기와 슬립방정식을 이용하므로 구현하기 쉬운 장점이 있다. 본 논문에서 우선 자속추정기에 관하여 설명한다. 슬립 각속도를 연산하는 두 가지 방법에 대해서 설명하고, 이를 이용하여 회전자 저항을 추정하는 방식을 제시한다. 추가적으로 유도전동기 벡터제어에서 회전자 저항 오차가 자속 추정에 미치는 영향을 제시하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해, 다양한 조건에서 제안된 알고리즘을 이용한 회전자 저항 추정 결과를 제시하였다. 추정된 회전자 저항 상수를 이용하여, 원활한 벡터제어가 수행되는 것을 확인하여 제안된 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 유도전동기 모델링

유도전동기의 벡터제어를 위해서는 과도 응답 해석을 위한 $d-q$ 변환이 필수적이다. 유도전동기의 각속도 ω 로 회전하는 $d-q$ 등가회로는 그림 1과 같다.

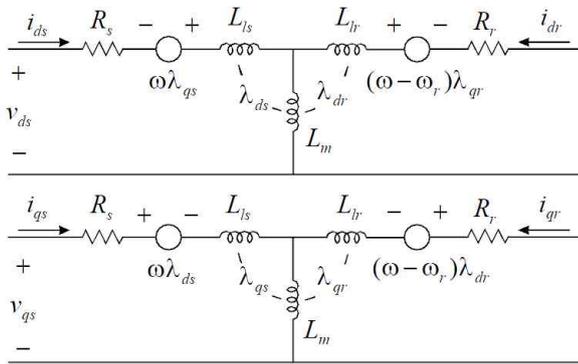


그림 1 유도전동기 $d-q$ 등가회로

Fig. 1 Induction motor $d-q$ equivalent circuit

그림 1로부터 고정자 및 회전자 전압방정식은 각각 식 (1), (2)와 같이 주어진다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds}$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} = 0 \quad (2)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} = 0$$

고정자 및 회전자 쇄교자속식은 각각 식 (3), (4)와 같다.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (3)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (4)$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr}$$

여기서,

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m$$

v_{ds}, v_{qs} : 고정자 전압

i_{ds}, i_{qs} : 고정자 전류

v_{dr}, v_{qr} : 회전자 전압

i_{dr}, i_{qr} : 회전자 전류

ω_r : 회전자 전기 각속도

R_s, R_r : 고정자 저항, 회전자 저항

L_m, L_s, L_r : 상호 인덕턴스, 고정자 자기 인덕턴스, 회전자 자기 인덕턴스

L_{ls}, L_{lr} : 고정자 누설 인덕턴스, 회전자 누설 인덕턴스이다.

2.2 자속추정기

벡터제어의 경우, 필수 정보는 좌표변환을 위한 제어각이다. 회전자 자속 기준 직접벡터제어에서 제어각의 기준이 되는 회전자 자속의 정보가 필요하다. 본 논문에서는 전류모델과 전압모델을 혼용하는 그림 2의 페루프 고티나스 스타일 자속추정기 (Closed-loop Gopinath style flux observer)를 사용하였다[21].

여기서, $R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$, $K_1 = \frac{L_m}{L_r} \sqrt{2} \omega_c$, $K_2 = \frac{L_m}{L_r} \omega_c^2$,

고정자 과도 인덕턴스 $\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$ 이고, ω_c 는 차단주파수이다.

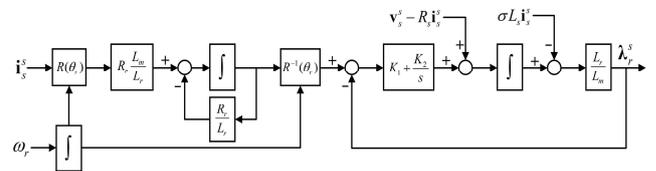


그림 2 페루프 고티나스 스타일 자속추정기

Fig. 2 Closed-loop Gopinath style flux observer

회전자 저항은 벡터제어의 성능에 큰 영향을 끼친다. 이를 확인하기 위해, 회전자 저항의 오차가 존재할 때, 자속추정기의 성능 결과를 그림 3에 나타내었다. 여기서, 자속추정기의 차단주파수는 10 Hz이다. 회전자 저항을 실제보다 30% 작게 설정했을 때, 정지좌표계 d 축 추정 자속 및 자속각이다. 150 rpm과 300 rpm 모두 추정 자속이 실제 자속보다 작게 추정되고 있다. 뿐만 아니라 위상각의 오차도 존재한다. 그러므로 잘못된 제어각으로 벡터제어를 하게 되므로 전동기 구동 성능이 악화될 수 있다.

2.3 슬립 각속도의 연산

슬립방정식은 회전자 전압방정식으로부터 유도될 수 있다. q 축의 동기좌표계 회전자 전압방정식은 다음과 같다.

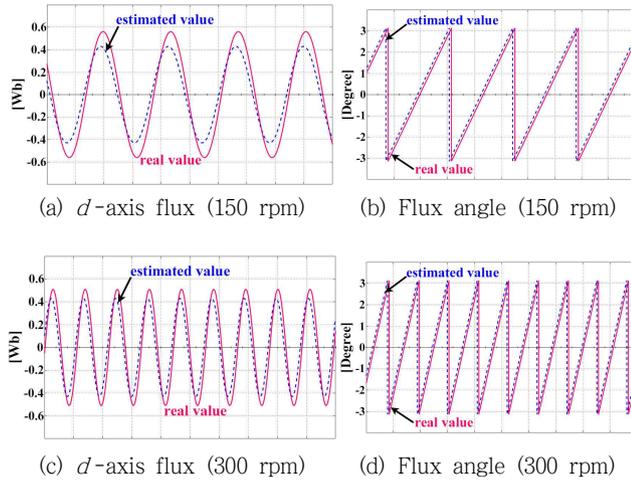


그림 3 추정 자속과 자속각

Fig. 3 Flux estimate and flux angle (x-axis scale: 100ms, div.)

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e = 0 \quad (5)$$

회전자 자속 기준 벡터제어에서 d 축에만 자속이 존재하므로, 슬립 각속도는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = -\frac{R_r i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (6)$$

여기서 식 (4)를 이용하여, 회전자 전류를 상쇄시키면 최종적인 슬립 각속도는 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = R_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (7)$$

한편, 슬립 각속도는 동기 각속도와 회전자 각속도의 차이를 직접 계산하여 구할 수 있다. 회전자 각속도는 속도/위치센서를 이용하여 구할 수 있다. 동기 각속도는 자속추정기로부터 연산된 자속각을 미분함으로써 구할 수 있다. 그러므로 슬립 각속도는 다음과 같이 연산할 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{d\theta_e}{dt} - \omega_r, \theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (8)$$

2.4 제안하는 회전자 저항 추정 방법

일반적으로 자속각의 오차가 있더라도, 정상상태에서 자속각의 변화율인 동기 각속도의 오차는 존재하지 않는다. 그러므로 식 (8)로부터 구한 슬립 각속도는 대부분 상황에서 정확한 값이다. 식 (7)에서 구한 슬립 각속도는 추정된 값을 의미하는 “^”를 표기하여 다음과 같이 다시 쓴다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \hat{R}_r \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (9)$$

한편, L_m 과 L_r 의 비는 다음과 같다.

$$\frac{L_m}{L_r} = 1 - \frac{L_{lr}}{L_r} \quad (10)$$

여기서 L_{lr}/L_r 의 비는 대부분 전동기에서 수 % 정도로 비슷하다. 그러므로 전동기 인덕턴스를 잘못 알고 있더라도 L_m/L_r 의 비는 큰 오차를 수반하지 않는다. 즉,

$$\frac{L_m}{L_r} \approx \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \quad (11)$$

이다. 본 논문에서 사용한 페루프 고프나스 스타일 자속추정기는 저속에서는 전류모델로부터 추정된 자속이 우세하고, 고속에서는 전압모델로부터 추정된 자속이 우세하다[21]. 전압모델의 경우 회전자 저항에 대한 영향이 없으므로, 회전자 저항 오차에 무관하다. 전압모델에 포함된 R_s 와 σL_s 는 비교적 측정하기 수월하고, 상수 변동이 작은 파라미터이다. 또한, 식 (11)의 특성도 지니고 있다. 그러므로 고속에서 동작하고 있는 페루프 고프나스 스타일 자속추정기는 파라미터 오차에 강한 자속을 추정한다. 그러므로 회전자 자속의 크기는 정확한 값을 가진다. 이로부터 식 (9)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{\omega}_{sl} \approx \hat{R}_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (12)$$

회전자 저항 오차 ΔR_r 를 다음과 같이 정의하면,

$$\Delta R_r = R_r - \hat{R}_r \quad (13)$$

식 (7), (12)로부터 슬립 각속도 오차 $\Delta \omega_{sl}$ 는 다음과 같다.

$$\Delta \omega_{sl} = \omega_{sl} - \hat{\omega}_{sl} = \Delta R_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (14)$$

여기서 q 축 전류의 부호에 무관하게 하기 위해, i_{qs}^e 를 양변에 곱하면 다음과 같다.

$$i_{qs}^e \Delta \omega_{sl} = \left(\frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \right) \Delta R_r \quad (15)$$

$(L_m/L_r)(i_{qs}^e/\lambda_{dr}^e) > 0$ 이므로 최종적으로 $i_{qs}^e \Delta \omega_{sl}$ 는 슬립 각속도 오차에 비례하게 된다. 그러므로, $i_{qs}^e \Delta \omega_{sl}$ 가 '0'이 되도록 제한한다면, 정확한 회전자 저항을 추정할 수 있다. 본 논문에서는 비례 적분(Proportional-Integral, PI) 제어를 이용하여 제어하였다.

2.5 회전자 저항 추정 알고리즘의 구현

식 (8)에는 미분기가 있어, 실질적으로 구현이 불가능하다. 본 논문에서는 이를 구현하기 위해, 그림 4와 같이 페루프 시스템을 구성하여 $\Delta\omega_{sl}$ 을 연산하였다. 자속추정기로부터 θ_e 를 구하고, ω_e 를 적분한 값과의 오차를 '0'으로 제어한다. PI 제어기의 출력 값인 $\Delta\omega_{sl}$ 에 식 (9)의 $\hat{\omega}_{sl}$ 를 더하여 ω_{sl} 을 도출하고, 여기에 ω_r 을 더하여 ω_e 를 구한다. 이러한 피드백 과정을 통해 $\Delta\omega_{sl}$ 을 구할 수 있다.

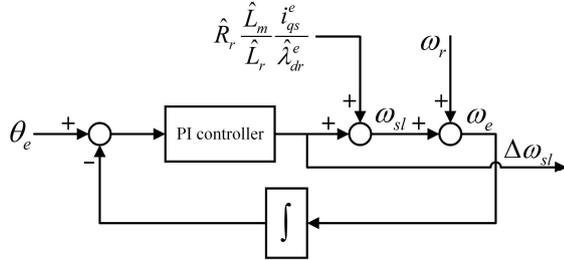


그림 4 슬립 각속도 오차의 연산

Fig. 4 Calculation for slip angular velocity error

2.6 시뮬레이션 및 실험

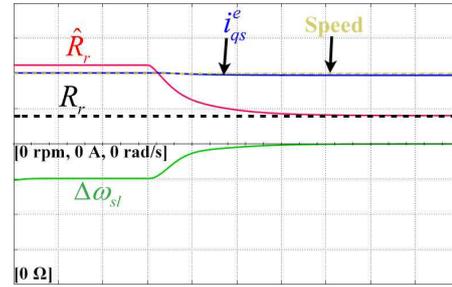
제안한 회전자 저항 추정 알고리즘을 검증하기 위한 시뮬레이션 및 실험을 실시하였다. 표 1은 사용된 4 kW 유도전동기의 제원이다. 파라미터들은 여러 실험과정을 통하여 구해진 잘 튜닝된 상수들이고, 이 값을 실제값으로 고려하였다. 자속추정기의 차단 주파수는 2 Hz로 설정하였다. 차단주파수보다 10배 높은 주파수인 600 rpm으로 운전하여 부하 실험을 하였다. 이 속도 영역에서 자속추정기는 전압모델에 의해서 정확한 자속 추정이 이루어지는 영역이므로, 자속추정기와 속도센서로부터 연산된 (8)의 슬립 각속도는 정확한 값으로 간주할 수 있다.

표 1 4 kW 유도전동기 제원

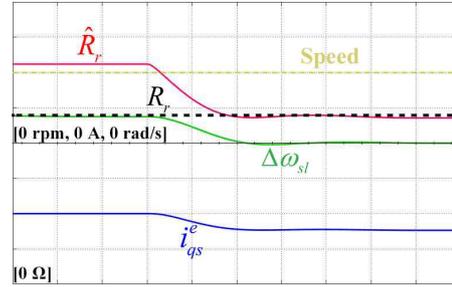
Table 1 4 kW Induction motor specifications

극수	4 극
정격 속도	1450 rpm
정격 전압	230 V-rms
정격 전류	14.5 A-rms
고정자 저항	0.7 Ω
회전자 저항	0.36 Ω
상호 인덕턴스	100 mH
회전자 자기 인덕턴스	103.5 mH
고정자 과도 인덕턴스	6.9 mH

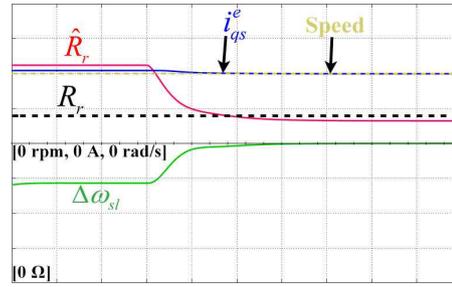
그림 5는 회전자 저항의 초기 설정값이 실제 값의 1.3배 일 때, 제안한 알고리즘의 시뮬레이션 결과이다. 그림 5(a)에서 회전자 저항을 제외한 파라미터(고정자 저항, 고정자 과도 인덕턴스, 상호 인덕턴스)의 오차가 없을 때, 제안한 알고리즘의 동작 결과이다. PI 제어기에 의해 슬립 각속도의 오차가 '0'으로 제어되면



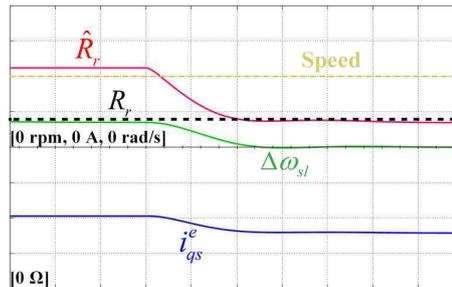
(a) In case of no other parameter errors



(b) $\hat{L}_m = 1.2L_m$



(c) $\hat{L}_m = 1.2L_m$



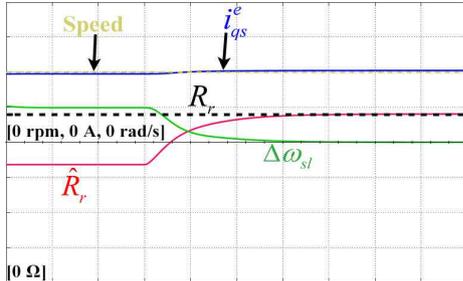
(d) $\hat{\sigma}L_s = 1.2\sigma L_s$

그림 5 R_r 추정 시뮬레이션 결과 ($\hat{R}_r[0] = 1.3R_r$)

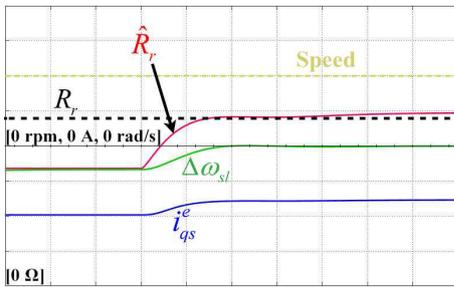
Fig. 5 Simulation results for R_r estimation ($\hat{R}_r[0] = 1.3R_r$)
 x-axis: Time[1 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω/div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

서, 회전자 저항이 실제 값으로 수렴되면서 제대로 추정되는 것을 확인할 수 있다. 알고리즘이 동작하는 동안, 속도가 일정한 값으로 제어되고 있고, q 축 전류는 파라미터가 보정되면서 약간 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 그림 5(b)는 고정자 저항의 오차가

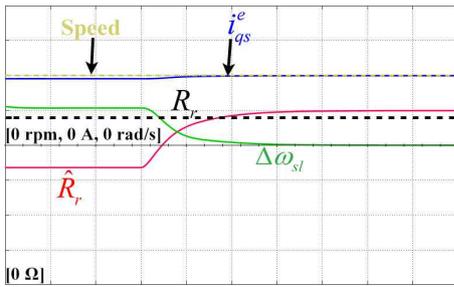
있는 경우이다. 이 경우, q 축 전류가 음수일 때도 제대로 동작하는지 확인하기 위해, 음의 값을 가지는 부하 (-5 N·m)를 인가하였다. 이러한 조건에서도 회전자 저항이 제대로 추정하고 있는 것을 확인할 수 있다. 식 (15)를 이용하였으므로, 그림 5(b)의 결



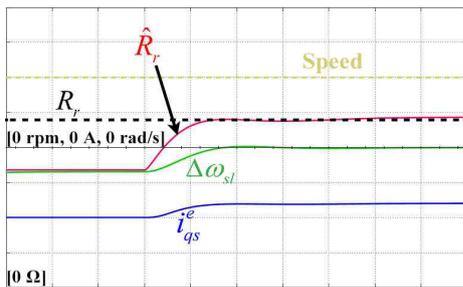
(a) In case of no other parameter errors



(b) $\hat{R}_s = 0.8R_s$



(c) $\hat{L}_m = 0.8L_m$



(d) $\sigma \hat{L}_s = 0.8\sigma L_s$

그림 6 R_r 추정 시뮬레이션 결과 ($\hat{R}_r = 0.7R_r$)
Fig. 6 Simulation results for R_r estimation ($\hat{R}_r = 0.7R_r$)
 x-axis: Time [1 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω /div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

과처럼 부하의 부호에 상관없이 알고리즘의 안정된 동작을 보장할 수 있다. 그림 8(c), (d)에서 상호 인덕턴스 또는 고정자 과도 인덕턴스의 오차가 있더라도, 회전자 저항이 5 % 오차 안으로 안정적으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 회전자 저항의 초기 설정값이 실제 값의 0.7배 일 때, 회전자 저항의 추정에 대한 시뮬레이션 결과이다. 본 시뮬레이션은 앞선 그림 5와 회전자 저항의 초기값 설정을 제외하고는 모든 조건이 모두 동일하다. 그림 6(a)에서 슬립 각속도의 오차가 '0'으로 수렴하면서, 회전자 저항이 실제값으로 수렴하는 것을 확인할 수가 있다. 그림 6(b), (c), (d)에서 다른 파라미터의 오차가 존재하는 경우에도 회전자 저항이 5%의 오차 이내로 수렴한다.

표 2에 그림 5과 그림 6의 회전자 저항 최종치의 오차를 정리하였다. 다른 파라미터(고정자 저항, 고정자 과도 인덕턴스, 상호 인덕턴스)의 오차가 있는 경우에 대한 회전자 저항의 추정치가 의미 있는 오차를 보인다. 다른 파라미터의 오차가 20 %까지 존재하더라도, 추정된 회전자 저항은 최대 4 % 정도의 오차를 가지는 것으로 보아, 제안한 알고리즘은 다른 파라미터의 오차에 강인한 특성을 보이는 것을 확인할 수 있다.

표 2 R_r 의 추정 오차 (시뮬레이션)

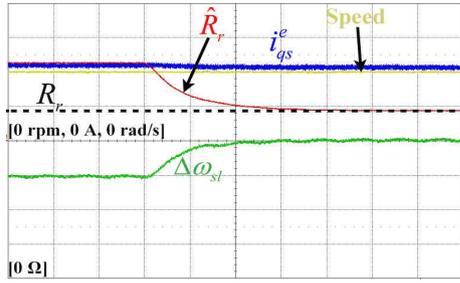
Table 2 Estimation error of R_r (Simulation)

	$\hat{R}_r(0) = 1.3R_r$		$\hat{R}_r(0) = 0.7R_r$
No other parameter errors	0 %	No other parameter errors	0 %
$\hat{R}_s = 1.2R_s$	2.8 %	$\hat{R}_s = 0.8R_s$	2.8 %
$\hat{L}_m = 1.2L_m$	3.3 %	$\hat{L}_m = 0.8L_m$	4.0 %
$\sigma \hat{L}_s = 1.2\sigma L_s$	2.8 %	$\sigma \hat{L}_s = 0.8\sigma L_s$	2.8 %

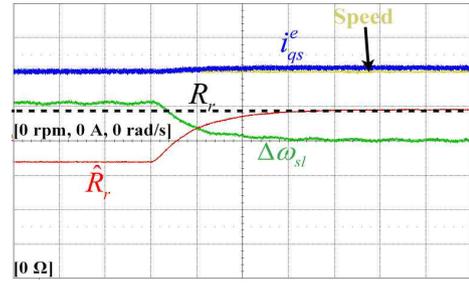
그림 7은 회전자 저항의 초기 설정값이 실제값의 1.3배 일 때, 회전자 저항 추정에 대한 실험 결과이다. 그림 7(a)에서 다른 파라미터의 오차가 없는 경우, 슬립 각속도의 오차가 '0'으로 수렴하면서 회전자 저항이 실제 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7(b), (d)에서 시뮬레이션의 결과와 마찬가지로 음수 값의 부하 토크(-5 N·m)가 인가된 경우에도, 제안한 알고리즘이 안정적으로 동작하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7(b), (c), (d)의 다른 파라미터의 오차가 있는 경우에도, 추정된 회전자 저항의 최대 오차가 5.6 %로서 본 알고리즘이 다른 파라미터의 오차에 강인한 특성을 보인다.

그림 8은 회전자 저항의 초기값 설정이 실제보다 30 % 큰 경우로서, 회전자 저항의 초기값 설정을 제외하고는 앞선 그림 7의 실험 조건이 모두 동일하다. 그림 8(a)에서 슬립 각속도 오차가 '0'으로 제어되면서 회전자 저항이 실제값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그림 8(b), (c), (d)에서 다른 파라미터의 오차가 있는 경우, 회전자 저항의 오차가 10 % 이내로 안정적으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

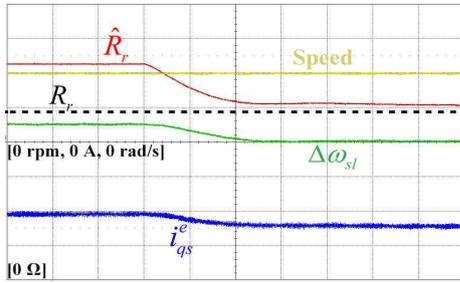
그림 7과 그림 8의 실험에서 회전자 저항 최종치의 오차를 표 3에 정리하였다. 다른 파라미터의 오차가 20 %가 존재함에도 불



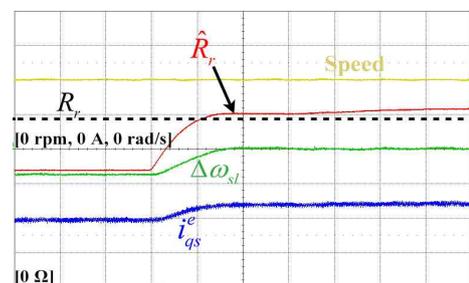
(a) In case of no other parameter errors



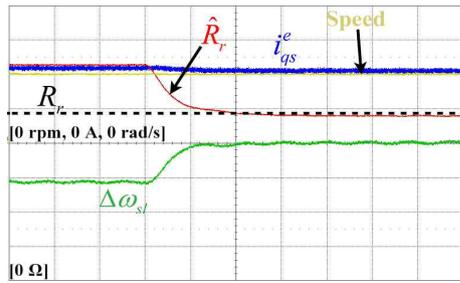
(a) In case of no other parameter errors



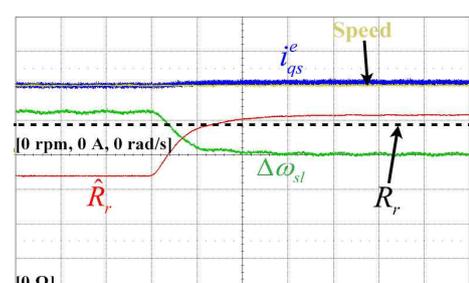
(b) $\hat{R}_s = 1.2R_s$



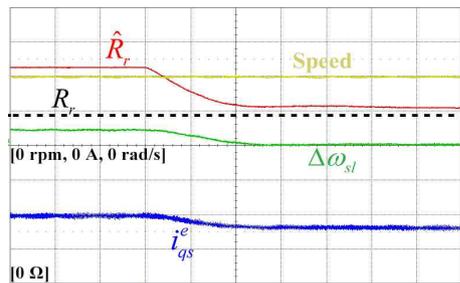
(b) $\hat{R}_s = 0.8R_s$



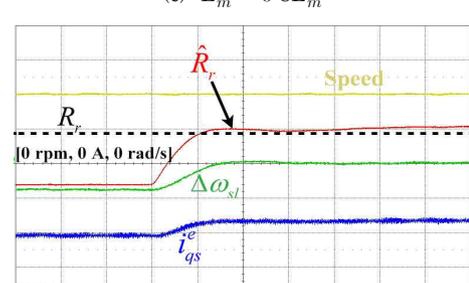
(c) $\hat{L}_m = 1.2L_m$



(c) $\hat{L}_m = 0.8L_m$



(d) $\hat{\sigma L}_s = 1.2\sigma L_s$



(d) $\hat{\sigma L}_s = 0.8\sigma L_s$

그림 7 R_r 추정 실험 결과 ($\hat{R}_r = 1.3R_r$)

Fig. 7 Experimental results for R_r estimation ($\hat{R}_r = 1.3R_r$)
x-axis: Time [1 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω /div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

구하고, 회전자 저항의 오차가 최대 8.3%로서 제안한 알고리즘이 다른 파라미터 오차에 대한 강한 특성을 보인다. 고정자 저항과 고정자 과도 인덕턴스는 다른 파라미터보다 튜닝이 쉬우므로, 실제 회전자 저항의 추정 오차는 더욱 작아질 수 있을 것이라 예상된다.

그림 8 R_r 추정 실험 결과 ($\hat{R}_r = 0.7R_r$)

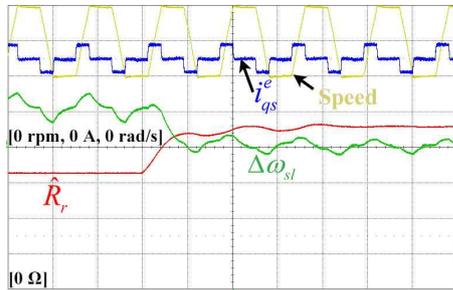
Fig. 8 Experimental results for R_r estimation ($\hat{R}_r = 0.7R_r$)
x-axis: Time [1 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω /div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

그림 9와 그림 10은 속도 또는 부하의 변동이 있을 때, 제안한 알고리즘의 안정적인 동작 확인을 위한 실험 결과이다. 그림 9는 부하를 인가한 상태에서, 속도의 변동을 주면서 회전자 저항을 추정하였다. 그림 9(a)는 회전자 저항의 초기값이 실제값보다 30% 작게 설정한 경우이다. 속도의 변동에 따라서 q 축 전류가

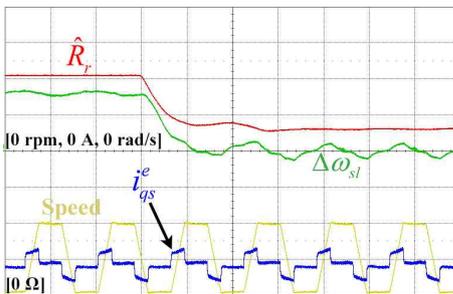
표 3 R_r 의 추정 오차 (실험)

Table 3 Estimation error of R_r (Experiment)

	$\hat{R}_r(0) = 1.3R_r$		$\hat{R}_r(0) = 0.7R_r$
No other parameter errors	0 %	No other parameter errors	0 %
$\hat{R}_s = 1.2R_s$	5.6 %	$\hat{R}_s = 0.8R_s$	8.3 %
$\hat{L}_m = 1.2L_m$	2.8 %	$\hat{L}_m = 0.8L_m$	5.6 %
$\hat{\sigma}L_s = 1.2\sigma L_s$	5.6 %	$\hat{\sigma}L_s = 0.8\sigma L_s$	5.6 %



(a) 600 → 1200 → 600 rpm



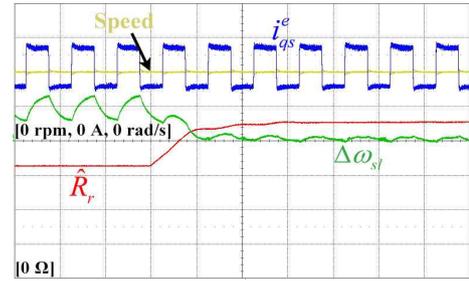
(b) -600 → -1200 → -600 rpm

그림 9 R_r 추정 실험 결과 (속도가 변동하는 경우)

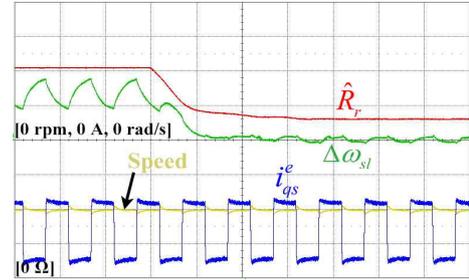
Fig. 9 Experimental results for R_r estimation (In case of alternating speed)

x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω/div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

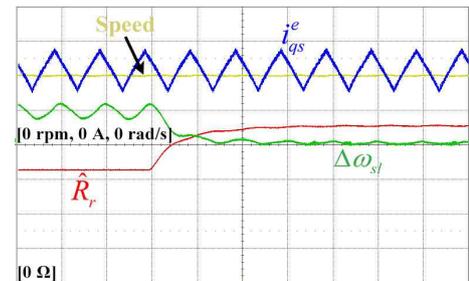
주기적으로 변동하는 것을 확인할 수 있다. 토크가 주기적으로 변화하면서, 이에 따라 슬립 각속도 오차가 변동한다. 속도, 토크, 슬립 각속도 오차의 변동이 있음에도 불구하고, 회전자 저항이 일정한 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. PI 제어기의 적분기에서 고주파를 상쇄시키기 때문에, 정상상태에서 저항이 일정한 값으로 추종된다. 그림 9(b)는 앞선 그림 9(a)와 동일한 조건에서 음수의 값을 가지는 속도(-600 → -1200 → -600 rpm)와 토크를 주었고, 회전자 저항의 초기값은 실제보다 30 % 크게 설정하였다. 회전자 저항 추정 알고리즘이 동작한 이후, 회전자 저항이 안정적으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그림 10(a)는 600 rpm 속도로 운전하는 상태에서, 변동하는 구형파 형태의 부



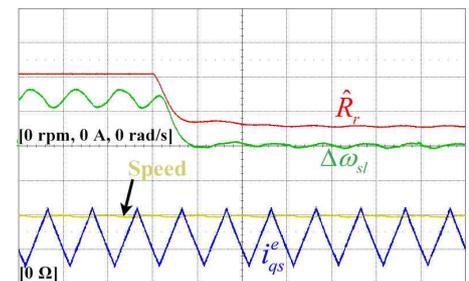
(a) Square wave load at 300 rpm



(b) Square wave load at -300 rpm



(c) Triangular wave load at 300 rpm



(d) Triangular wave load at -300 rpm

그림 10 R_r 추정 실험 결과 (부하가 변동하는 경우)

Fig. 10 Experimental results for R_r estimation (In case of alternating load)

x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: R_r [0.075 Ω/div.], Speed [300 rpm/div.], i_{qs}^e [2 A/div.], $\Delta\omega_{sl}$ [1 (rad/s)/div.]

하를 인가한 경우이다. 부하에 의해서 q 축 전류가 구형파 형태를 띠는 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 슬립 각속도 오차에 진동이 수반되나, 알고리즘이 동작하면서 슬립 각속도 오차가 점차 '0'으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 회전자 저항이

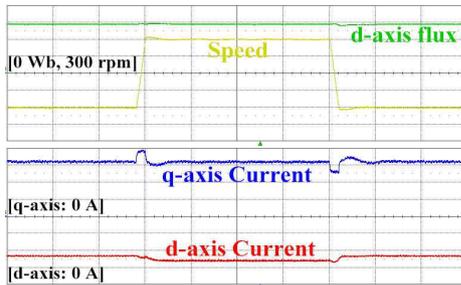
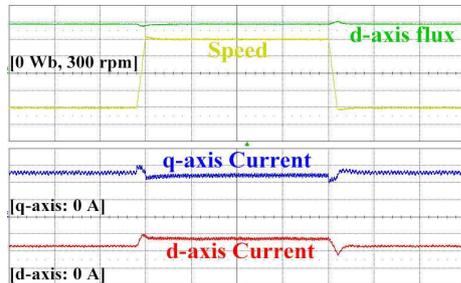
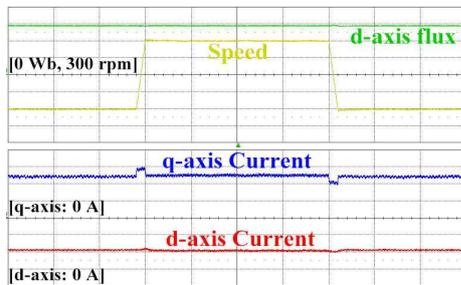
(a) $\hat{R}_r = 1.3R_r$ (b) $\hat{R}_r = 0.7R_r$ (c) $\hat{R}_r = R_r$ 그림 11 R_r 설정에 따른 속도 제어 실험 결과

Fig. 11 Experimental results for speed control by R_r setting
 x-axis: Time [1 s/div.], y-axis: Speed [50 rpm/div.],
 Currents [2 A/div.], Flux [0.15 Web/div.]

안정적으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그림 10(b)는 -600 rpm으로 운전하면서 음수의 값을 가지는 구형파 형태의 토크를 인가한 경우에 대한 결과이다. 회전자 저항의 초기값은 실제보다 30% 크게 설정하였다. 슬립 각속도 오차와 회전자 저항이 그림 10(a)와 비슷한 수렴 양상을 보인다. 그림 10(c), (d)는 삼각파 형태의 토크를 인가한 경우로서 앞선 그림 10(a), (b)와 조건은 같다. 부하 토크의 변화에 따라서 토크 전류가 진동함에도 불구하고, 회전자 저항이 안정하게 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 회전자 저항의 설정에 따른 속도 제어 실험 결과이다. 부하를 인가한 상태에서, 속도를 200 → 400 → 200 rpm으로 교대로 지령하였다. 그림 11(a)에서는 제안한 알고리즘으로 추정된 회전자 저항보다 30% 크게 설정한 경우에 대한 결과이다. 속도가 변하면서, 일정하게 제어되어야 할 자속분 전류인 d 축 전류가 변하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 가속하는 동안에 q 축 전류가 매끄럽지 못한 응답을 보이며, 속도에서 오버슈트

(Overshoot)와 언더슈트(Undershoot)가 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 11(b)의 회전자 저항을 30% 작게 설정한 경우에도, 앞선 결과와 유사한 현상을 보인다. 앞선 두 결과로부터 제안한 알고리즘으로 추정된 회전자 저항에 대해 오차를 가지고 제어기를 설계하였을 때, 원활한 벡터제어가 되지 않는 것을 확인할 수 있다. 그림 11(c)는 추정된 회전자 저항을 그대로 설정한 경우이다. 가속하는 동안, d 축 전류가 일정하게 유지되는 것을 확인할 수 있다. q 축 전류는 가속하는 동안 증가하고, 감속하는 동안 감소하면서, 속도에 오버슈트 또는 언더슈트 없이 원활한 벡터제어가 되는 것을 확인할 수 있다.

3. 결 론

유도전동기의 고성능 벡터제어를 위해 파라미터의 정확한 튜닝은 매우 중요하다. 직접벡터제어의 경우, 자속추정기에서 파라미터의 오차가 존재할 때, 잘못된 자속 크기와 제어각을 연산하게 되므로, 벡터제어에 악영향을 끼친다. 특히, 운전 중 변동이 크고, 튜닝이 힘든 회전자 저항의 정확한 상수 추정이 요구된다. 본 논문에서 회전자 저항의 오차가 자속 추정 성능에 끼치는 영향에 대해서 확인하였다. 본 논문에서는 슬립 각속도를 이용하여 회전자 저항을 추정하는 기법을 제안하였다. 본 알고리즘에서는 슬립 각속도의 오차를 제어함으로써, 회전자 저항을 추정하는 방식을 제안하였다. 또한, 토크의 방향과 관계없이 동작하도록 설계하였다. 본 알고리즘은 잘 알려진 슬립방정식과 자속추정기를 이용하므로 구현이 간단한 장점이 있다. 시뮬레이션과 실험을 통해, 제안한 알고리즘을 이용하여 회전자 저항이 추정되는 것을 확인할 수 있었다. 또한, 고정자 저항, 고정자 과도 인덕턴스, 상호 인덕턴스 오차에 대한 영향을 평가함으로써 제안한 방식의 다른 파라미터의 의존도에 대한 강인성에 대하여 검증하였다. 속도 또는 부하의 변동이 있는 경우에 대한 실험 결과를 제시하여, 여러 가지 속도와 토크 상황에 따른 본 알고리즘의 안정성을 검증하였다. 본 알고리즘을 통해 튜닝된 회전자 저항을 이용한 벡터제어의 실험 결과를 제시함으로써, 제안한 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

References

- [1] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 4, pp. 945-953, Jul./Aug. 1994.
- [2] M.-K. Kang and J.-W. Choi, "The P/PI mode switching method of Gopinath flux observer for sensorless vector control of induction motors", *Trans. KIEE*, Vol. 66, No. 12, pp. 1732-1739, 2017.
- [3] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A simplified approach to continuous on-line tuning of field oriented induction machine drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, pp. 420-424, May/June. 1990.
- [4] T. Rowan, R. Kerkman, and D. Leggate, "A simple on-line adaptation for indirect field orientation of and

induction machine”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, pp. 720-727, Jul./Aug. 1991.

[5] J.-K. Seok and S.-K. Sul, "Induction motor parameter tuning for high performance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, pp. 35-41, Jan./Feb. 2001.

[6] S.-K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, No. 4, pp. 578-587, Jul./Aug. 1989.

[7] S.-H. Lee, A. Yoo, H.-J. Lee, Y.-D. Yoon, and B.-M. Han, "Identification of induction motor parameters at standstill based on integral calculation", *IEEE Tran. Ind. Appl.*, Vol. 53, No. 3, May/June. 2017.

[8] S. Wade, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 44, No. 2, pp. 247-257, Apr. 1997.

[9] D. Telford, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "Online identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 50, No. 2, pp. 253-261, Apr. 2003.

[10] Y. He, Y. Wang, Y. Feng, and Z. Wang, "Parameter identification of an induction machine at standstill using the vector constructing method", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 27, No. 2, pp. 905-915, Feb. 2012.

[11] G.-J. Jo, J.-W. Choi, "A novel method for the identification of the rotor resistance and mutual inductance of induction motors based on MRAC and RLS estimation", *J. Power Electro.*, Vol. 18, No. 2, pp. 492-501, Mar. 2018.

[12] S.-H. Jeon, K.-K. Oh, and J.-Y. Choi, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 49, No. 3, pp. 653-664, Jun. 2002.

[13] F. R. Salmasi, T. A. Najafabadi, and P. J. Maralani, "An adaptive flux observer with online estimation of DC-link voltage and rotor resistance for VSI-based induction motors", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 25, No. 5, pp. 1310-1319, May 2010.

[14] L. Zhao, J. Huang, J. Chen, and M. Ye, "A parallel speed and rotor time constant identification scheme for indirect field oriented induction motor drives", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 31, No. 9, pp. 6494-6503, Sep. 2016.

[15] B. Proca, and A. Keyhani, "Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 54, No. 2, pp. 716-723, Apr. 2007.

[16] M. Wlas, Z. Krzemiński, and H. A. Toliyat, "Neural-network-based parameter estimations of induction motors", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 55, No. 4, pp. 1783-1794, Apr. 2008.

[17] X. Yu, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "A novel rotor resistance identification method for an indirect

rotor flux-orientated controlled induction machine system", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 17, No. 3, pp. 353-364, May 2002.

[18] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M. C. Ta, "Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 55, No. 2, pp. 594- 601, Feb. 2008.

[19] K. Wang, B. Chen, G. Shen, W. Yao, K. Lee, and Z. Lu, "Online updating of rotor time constant based on combined voltage and current mode flux observer for speed-sensorless AC drives", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 61, No. 9, pp. 4583-4593, Sep. 2014.

[20] C. Attaianese, A. Damiano, G. Gtto, I. Marongiu, and A. Perfetto, "Induction motor drive parameters identification", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 13, No. 6, pp. 1112-1122, Nov. 1998.

[21] P. L. Jansen, and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 1, Jan./Feb. 1994.

저 자 소 개



박 현 수 (Hyunsu Park)

1985년 12월 19일생. 2013년 대구대 전기전 자공학과 졸업(학사). 2016년 경북대 전기공 학과 졸업(석사). 2016년~현재 현대중합금속 기계사업부 연구원.



조 권 재 (Gwon-Jae Jo)

1988년 6월 19일생. 2013년 경북대 전기공 학과 졸업(학사). 2016년 동 대학원 전기공 학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전 기공학과 박사과정.



최 종 우 (Jong-Woo Choi)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 전기공 학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공 학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공 학과(공학박사). 2001년~현재 경북대 IT대학 전기공학과 교수.