

# 유도 전동기 센서리스 제어를 위한 동기 각속도 오차 보상을 갖는 향상된 Programmable LPF 자속 추정기

이상수<sup>1</sup>, 박병건<sup>2</sup>, 김래영<sup>3</sup>, 현동석<sup>†</sup>

## Improved Programmable LPF Flux Estimator with Synchronous Angular Speed Error Compensator for Sensorless Control of Induction Motors

Sang-Soo Lee<sup>1</sup>, Byoung-Gun Park<sup>2</sup>, Rae-Young Kim<sup>3</sup>, and Dong-Seok Hyun<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes an improved stator flux estimator through ensuring conventional PLPF to act as a pure integrator for sensorless control of induction motors. Conventional PLPF uses the estimated synchronous speed as a cut-off frequency and has the gain and phase compensators. The gain and phase compensators are determined on the assumption that the estimated synchronous angular speed is coincident with the real speed. Therefore, if the synchronous angular speed is not same as the real speed, the gain and phase compensation will not be appropriate. To overcome the problem of conventional PLPF, this paper analyzes the relationship between the synchronous speed error and the phase lag error of the stator flux. Based on the analysis, this paper proposes the synchronous speed error compensation scheme. To achieve a start-up without speed sensor, the current model is used as the stator flux estimator at the standstill. When the motor starts up, the current model should be switched into the voltage model. So a stable transition between the voltage model and the current model is required. This paper proposes the simple transition method which determines the initial values of the voltage model and the current model at the transition moment. The validity of the proposed schemes is proved through the simulation results and the experimental results.

**Keywords:** induction motor, programmable low pass filter, sensorless control

### 1. 서 론

유도 전동기는 벡터 제어 기법의 발달과 함께 다양한 산업 분야에서 널리 적용 되어 왔다. 벡터 제어를 위해서는 전동기의 회전자 속도 정보를 요구하기 때문에 속도 센서를 필요로 한다. 하지만 속도 센서는 추가 비용과 설치에 따른 전동기 세트의 볼륨의 증가를 가져오며 열이나 진동 등 외부 환경에 취약한 단점을 가지고 있다. 따라서 속도 센서 없는 센서리스 제어 기법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다<sup>[1]-[9]</sup>.

고성능 센서리스 제어를 위해서는 정확한 자속 추정이 요구된다. 일반적으로 자속 추정 모델로 전류 모델 또는 전압 모델이 널리 사용되어 왔다. 전류 모델은 전동기 파라미터 변동에 민감하며 속도 정보를 요구하기 때문에 센서리스 제어 방법으로는 적합하지 않다. 이와 반대로 고정자 자속 기준제어 (SFOC)에서의 전압 모델은 전동기 파라미터로서 고정자 저항만을 요구하며, 역기전력의 적분을 통해 간단히 고정자 자속을 추정할 수 있다. 전압 모델의 단점은 적분기를 사용함으로써 발생하는 dc drift와 saturation 문제들이 있다. 이를 해결하고자 1차 저역 통과 필터 (LPF)를 이용한 방법이 제안되었다<sup>[1]</sup>. LPF는 기본적으로 크기와 위상 오차를 갖게 되며, 넓은 속도 영역에서 오차를 최소화하기 위해서는 매우 낮은 차단 주파수를 요구한다. 이것은 dc drift 문제를 더욱 심각하게 만든다. 이에 대한 해결책으로 속도에 비례하는 차단 주파수를 갖고, 위상과 크기 보상을 갖는 Programmable LPF (PLPF)가 제안되었다<sup>[1]</sup>.

Paper number: TKPE-2013-18-3-5 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: dshyun@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Hanyang University  
Tel: +82-2-2220-0345 Fax: +82-2-2220-0532

<sup>1</sup> Hyundai Heavy Industries

<sup>2</sup> Korea Electrotechnology Research Institute

<sup>3</sup> Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Manuscript received Oct. 16, 2012; accepted Feb. 4, 2013

PLPF에서의 크기와 위상 보상은 추정된 동기 각속도가 실제 값과 동일하다는 가정을 기반으로 결정된다<sup>[1]-[4]</sup>. 따라서 정확한 동기 각속도 추정의 여부가 PLPF의 적분기로서의 성능을 결정짓는 중요한 요소가 된다. 순수 적분 동작의 판단 기준은 역기전력에 대해 추정된 고정자 자속의 위상 지연이 90°가 되는지 여부이다. 동기 각속도 오차가 존재한다면 고정자 자속은 역기전력과 직교하지 않고 위상 지연 오차가 발생할 것이라는 것을 예상할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 사실을 바탕으로 동기 각속도 오차가 고정자 자속의 위상 지연 오차와 비례하는 관계를 분석하고 이에 대한 보상 방법을 제안한다.

유도 전동기의 안정적인 기동을 위해서는 기동 이전에 정격 고정자 자속을 확보해야 한다. 정지 상태에서는 역기전력이 존재하지 않기 때문에 전압 모델이 사용될 수 없다. 본 논문에서는 정지 상태에서 정격 자속 확보를 위해 전류 모델을 사용한다<sup>[8]-[9]</sup>. 정격 자속 확보 후 전동기가 기동되면 전압 모델로 전환한다. 전환 시 PLPF 전압 모델의 초기 값이 요구된다. 기존에는 3개의 연속적인 PLPF들로 구성된 Programmable Cascaded LPF (PCLPF)를 사용하여 전환 구간에서 출력 자속들과 지령 자속 간에 이득 차이를 계산하여 보상하는 방법이 제안되었다<sup>[8]-[9]</sup>. 하지만 PCLPF는 단독 PLPF에 비해 추가적인 시지연과 증가된 계산량이 문제가 될 수 있다. 본 논문에서는 앞서 언급한 PCLPF의 문제점들을 최소화 할 수 있는 단독 PLPF에 대해서 전류 모델과 전압 모델 간의 전환 시 초기 값을 간단한 수식을 이용하여 결정하는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성과 성능이 검증되었다.

## 2. 기존의 PLPF를 이용한 전압 모델

유도 전동기에서 고정자 자속 추정을 위한 전압 모델은 정지 좌표계의 고정자 전압 방정식<sup>[1]</sup>을 이용한다. 이때 고정자 자속  $\lambda_s$ 은 역기전력  $E_s (= v_s - R_s i_s)$ 을 적분함으로써 간단히 구할 수 있으며 정상 상태에서 주파수 응답 함수 (1)로 표현 된다.

$$\frac{\lambda_s}{E_s} = \frac{1}{s} \quad (1)$$

식 (1)과 같이 순수 적분기가 사용될 때, dc drift 와 saturation 문제들이 발생 할 수 있다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 순수 적분기를 대신해 1차 LPF를 사용하는 방법이 제안되었다<sup>[1]</sup>. LPF에 의한 고정자 자속은 식 (2)와 같다. 주파수 영역에서 LPF의 위상 지연  $\phi_{LPF}$ 과 이득  $M$ 은 식 (3)과 (4)로 주어진다.

$$\frac{\lambda_{s\_LPF}}{E_s} = \frac{1}{s+a} \quad (2)$$

$$\phi_{LPF} = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{a}\right) \quad (3)$$

$$M = \left| \frac{\lambda_{s\_LPF}}{E_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{\omega_c^2 + a^2}} \quad (4)$$

여기서  $\omega_c$ 는 동기 각속도,  $a$ 는 LPF의 차단 주파수, 그리고  $\lambda_{s\_LPF}$ 는 LPF에 의한 고정자 자속을 나타낸다.

순수 적분기는 90°의 위상 지연과  $1/|\omega_c|$ 의 이득을 갖기 때문에 LPF의 위상 지연과 이득은 순수 적분기와 오차를 갖게 된다. 넓은 속도 범위에서 오차를 줄이기 위해서는 차단주파수  $a$ 를 매우 낮게 설정해야 하는데 이는 dc drift 문제를 더욱 심각하게 만든다.

LPF의 문제를 해결하기 위해서 전동기 속도에 비례하는 차단 주파수  $a (= k|\hat{\omega}_c|)$ 를 갖고, 이득 보상기와 위상 보상을 갖는 PLPF가 제안되었다<sup>[11]-[14]</sup>.  $k$ 는 0.3, 0.4...1 중에서 선택되는 상수이다. 이득 보상기  $\hat{G}$ 와 위상 보상기  $\hat{P}$ 는 추정 동기 각속도가 실제 동기 각속도와 같다는 가정 하에 추정 동기 각속도에서 PLPF의 위상 지연과 이득이 순수 적분기와 동일하도록 보상되는 값들이다. 여기서  $\hat{G}$ 와  $\hat{P}$ 는 식 (5)과 (6)로서 나타내어진다.

$$\hat{G} = \frac{\sqrt{\omega_c^2 + (k\hat{\omega}_c)^2}}{|\omega_c|} \Big|_{\omega_c = \hat{\omega}_c} = \sqrt{1+k^2} \quad (5)$$

$$\hat{P} = \exp(j\hat{\phi}) \quad (6)$$

여기서  $\hat{\cdot}$ 는 추정된 값을 의미하며  $\hat{\phi}$ 는 다음과 같다.

$$\hat{\phi} = -\text{sgn}(\omega_c) \cdot \frac{\pi}{2} - \left( -\tan^{-1} \frac{\omega_c}{k|\hat{\omega}_c|} \right) \Big|_{\omega_c = \hat{\omega}_c} \quad (7)$$

$$= -\text{sgn}(\hat{\omega}_c) \cdot \frac{\pi}{2} - \left( -\tan^{-1} \frac{\text{sgn}(\hat{\omega}_c)}{k} \right)$$

$$\text{sgn}(\hat{\omega}_c) = \begin{cases} 1, & \text{if } \hat{\omega}_c > 0 \\ -1, & \text{if } \hat{\omega}_c < 0 \end{cases} \quad (8)$$

이득 보상기와 위상 보상을 갖는 PLPF를 사용하는 전압모델 방정식은 식 (9)와 (10)으로 표현할 수 있다.

$$\frac{\hat{\lambda}_s}{E_s} = \frac{1}{s+k|\hat{\omega}_c|} \cdot \sqrt{1+k^2} \cdot \exp(j\hat{\phi})$$

$$= \frac{1}{s+k|\hat{\omega}_c|} \cdot (1-jk \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_c)) \quad (9)$$

$$\hat{\lambda}_s = \left( \frac{1}{s+k|\hat{\omega}_c|} E_s \right) \cdot (1-jk \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_c))$$

$$= \lambda_{s\_LPF} \cdot (1-jk \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_c)) \quad (10)$$

디지털 시스템에서 고정자 자속 (10)은 정지 좌표계에서  $\alpha$ 와  $\beta$  성분인 식 (11)과 (12)로서 사용된다. 식 (11)과 (12)는 디지털 시스템에서 쉽게 구현될 수 있다<sup>[2]-[3]</sup>.

그림 1은 기존의 PLPF를 사용하는 고정자 자속 추정기를 나타낸다.

$$\hat{\lambda}_{\alpha s} = \lambda_{\alpha s\_LPF} + k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\beta s\_LPF} \quad (11)$$

$$\hat{\lambda}_{\beta s} = \lambda_{\beta s\_LPF} - k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\alpha s\_LPF} \quad (12)$$

전압 모델에서 고정자 자속각과 동기 각속도는 식 (11)과 (12)를 이용하여 식 (13)과 (14)로 유도된다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\lambda}_{\beta s}}{\hat{\lambda}_{\alpha s}} \right) \quad (13)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} = \frac{\hat{\lambda}_{\alpha s} \cdot E_{\beta s} - \hat{\lambda}_{\beta s} \cdot E_{\alpha s}}{\hat{\lambda}_{\alpha s}^2 + \hat{\lambda}_{\beta s}^2} \quad (14)$$

### 3. 각속도 오차 보상기를 갖는 제안된 PLPF

#### 3.1 기존의 PLPF 사용시 문제점 분석

식 (11)과 (12)는 추정된 동기 각속도  $\hat{\omega}_e$ 가 실제 값  $\omega_e$ 과 같다는 가정 하에서 유도된 식이다. 따라서 추정된 동기 각속도가 실제 값과 일치 하지 않다면 식 (11)과 (12)는 순수 적분기로서 동작을 할 수 없다.

그림 2는 PLPF가 동작 주파수에서 순수 적분기로서 동작하기 위해 필요한 이득 보상기와 위상 보상기를 나타낸다. 분석을 간단히 하기 위해  $k$  값은 1로 선정한다.  $\omega_e = \omega_{e1}$ 일 때, PLPF는  $G_{1or2}$ 와  $\exp(\phi_{1or2})$ 에 의해 보상되어야 한다. 하지만 센서리스 시스템에서 이득 보상

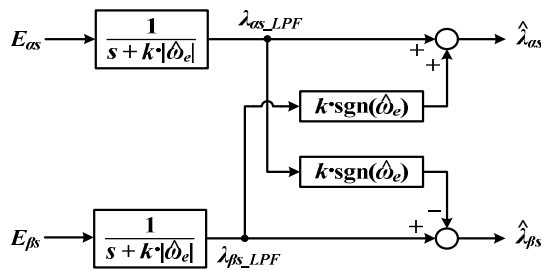


Fig. 1 Block diagram of the stator flux estimator using a conventional PLPF

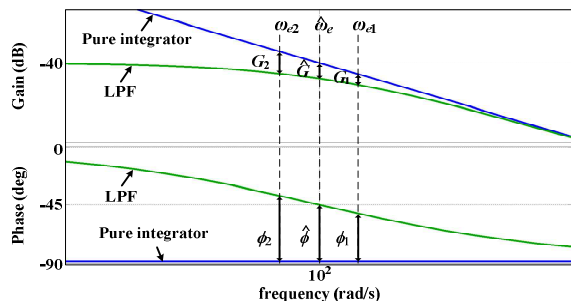


Fig. 2 Bode plot representing the gain and phase lag compensator according to the operating frequency

기와 위상 보상은  $\hat{\omega}_e$ 에 의해 결정된다. 따라서 실제로 PLPF는  $\hat{G}$ 와  $\exp(\hat{\phi})$ 에 의해 보상되어져 순수 적분 기능을 수행할 수 없게 된다. 그 결과 추정된 고정자 자속은 오차를 갖게 되고, 식 (14)에서 추정된 동기 각속도 역시 오차를 갖게 된다. 따라서 순수 적분기의 위상 지연과 PLPF 자속 추정기의 위상 지연의 차이인 위상 지연 오차 (16)이 동기 각속도 오차 (15)와 관계가 있다는 것을 알 수 있다. 그림 3은 동기 각속도 오차  $\Delta\omega$ 와 위상 지연 오차  $\Delta\theta$ 의 관계를 명확하게 보여준다.

$$\Delta\omega = \omega_e - \hat{\omega}_e \quad (15)$$

$$\Delta\theta = -\text{sgn}(\omega_e) \cdot \frac{\pi}{2} - (\hat{\theta}_e - \theta_{E_s}) \quad (16)$$

여기서  $\hat{\theta}_e$ 는 추정된 고정자 자속의 각,  $\theta_{E_s}$ 는 역기전력의 각을 의미한다.

$\Delta\omega$ 와  $\Delta\theta$ 의 관계를 분석하기 위해 먼저  $\omega_e = \omega_{e1}$ 으로  $\Delta\omega > 0$ 인 경우를 살펴본다. 그림 3(a)에서 추정 고정자 자속이 역기전력에 대하여  $90^\circ$  위상 지연을 갖기 위해서는 LPF의 출력  $\lambda_{s\_LPF1}$ 에 대하여 추가적인 위상 지연인 식 (17)의  $\phi_1$ 이 필요하다. 하지만 실제로는  $\phi_1$ 보다 더 큰 식 (18)의  $\hat{\phi}$ 이 더해지게 된다. 따라서 추정 고정자 자속의 위상 지연은  $90^\circ$ 보다 크게 된다. 반대로 그림 3(b)에서  $\omega_e = \omega_{e2}$ 으로  $\Delta\omega < 0$ 인 경우,  $90^\circ$  위상 지연을 만족시키기 위해서는 LPF의 출력  $\lambda_{s\_LPF2}$ 에  $\phi_2$ 의 추가적인 위상 지연이 요구된다. 하지만 실제로 그보다 작은  $\hat{\phi}$ 이 더해지게 되어 추정 고정자 자속의 위상 지연은  $90^\circ$ 보다 작게 된다. 위 분석은 동기 각속도 오차와 위상 지연 오차는  $\Delta\omega > 0$  일 때  $\Delta\theta > 0$ 이고,  $\Delta\omega < 0$  일 때는  $\Delta\theta < 0$ 으로 동일한 방향성을 갖는 것을 보여준다.

$$\begin{aligned} \phi_{1or2} &= -\text{sgn}(\omega_e) \cdot \frac{\pi}{2} - \phi_{LPF1or2} \\ &= -\text{sgn}(\hat{\omega}_e + \Delta\omega) \cdot \frac{\pi}{2} - \left( -\tan^{-1} \frac{\hat{\omega}_e + \Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\hat{\phi} = -\text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \frac{\pi}{2} - \left( -\tan^{-1} \frac{\text{sgn}(\hat{\omega}_e)}{k} \right) \quad (18)$$

$$G_{1or2} = \sqrt{1 + \left( \frac{k|\hat{\omega}_e|}{\hat{\omega}_e + \Delta\omega} \right)^2} \quad (19)$$

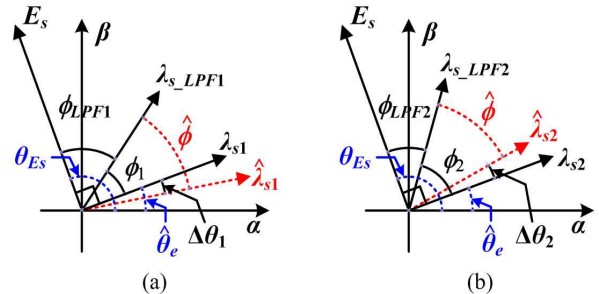


Fig. 3 Vector diagram of a PLPF representing both  $(\phi_1, \phi_2)$  and  $(\hat{\phi})$ : (a)  $\Delta\omega > 0$  (b)  $\Delta\omega < 0$

$$\hat{G} = \sqrt{1+k^2} \quad (20)$$

여기서  $\phi_{LPF_{or,2}}$ 는 PLPF 전달함수의 위상응답,  $G_{1or,2}$ 는 추정 고정자 자속의 이득이  $1/|\hat{\omega}_e|$  이 되기 위해 필요한 이득 보상기, 그리고  $\hat{G}$ 는 시스템에서 실제로 보상되어 지는 이득 보상기이다.

지금까지 vector diagram을 통하여 동기 각속도 오차가 위상 지연 오차와 관계가 있음을 분석하였다. 해당 분석을 바탕으로 본 논문은 동기 각속도와 위상 지연 오차의 수학적 관계를 유도하고 보상 기법을 제안한다.

### 3.2 동기 각속도 오차의 수학적 관계와 보상

고정자 자속의 위상 지연 오차는 식 (17)과 식 (18)의 차로서 표현할 수 있는데, 이 때 전압모델은 역기전력이 충분히 확보될 수 있는 극 저속을 제외한 속도 영역에서 유효하다는 사실을 바탕으로 식 (17)의  $sgn(\hat{\omega}_e + \Delta\omega)$ 는 식 (18)의  $sgn(\hat{\omega}_e)$ 와 동일하다고 가정할 수 있다. 따라서 위상 지연 오차는 식 (21)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta\theta = \phi - \hat{\phi} \approx \tan^{-1} \frac{\hat{\omega}_e + \Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} - \tan^{-1} \frac{sgn(\hat{\omega}_e)}{k} \quad (21)$$

$\Delta\theta$ 는 식 (16)을 이용하여 실시간으로 계산될 수 있는 값이다. 따라서 식 (21)의  $\Delta\omega$ 를  $\Delta\theta$ 의 함수로서 표현할 수 있게 되면  $\Delta\omega$ 를 실시간으로 계산 할 수 있게 된다. 식 (21)의 arc-tangent 항에서  $\Delta\omega$ 를 추출해 내기 위해서는 tangent 연산자가 필요하다. 식 (22)는 tangent 연산자를 이용하여  $\Delta\omega$ 를 유도한 결과이다.

$$\Delta\omega = k|\hat{\omega}_e| \cdot \tan\left(\Delta\theta + \tan^{-1} \frac{sgn(\hat{\omega}_e)}{k}\right) - \hat{\omega}_e \quad (22)$$

하지만 tangent 연산자는 노이즈에 의한  $\Delta\theta$ 의 변동에 매우 민감하다. 따라서 tangent 연산자를 대신할 방법이 요구된다. 위에서 언급한 전압모델의 적용 가능한 속도 영역을 고려하면 추정 동기 각속도는 동기 각속도 오차에 대해 충분히 크다고 가정할 수 있다. 그러므로  $\hat{\omega}_e \gg \Delta\omega$ 의 가정을 바탕으로 식 (21)의 arc-tangent 항의  $(\hat{\omega}_e + \Delta\omega)/(k|\hat{\omega}_e|)$ 을  $sgn(\hat{\omega}_e)/k$ 으로 간주할 수 있다. 여기서  $k$ 는 상수이므로 상수에 대한 arc-tangent 연산은  $k$ 에 따라 오프라인으로 결정되는 변환 상수  $\gamma$ 의 곱으로서 표현할 수 있다. 즉  $\tan^{-1}(1/k) = (1/k)/\gamma$ 으로  $k=1$ 일 때  $\gamma$ 는 1.273에 해당된다. 따라서 식 (21)의  $\Delta\omega$ 를 포함하는 arc-tangent 항은 식 (23)으로 나타낼 수 있다.

$$\tan^{-1} \frac{\hat{\omega}_e + \Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} \approx \frac{\hat{\omega}_e + \Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} \cdot \frac{1}{\gamma} \quad (23)$$

결과적으로 식 (21)은 식 (24)로 근사화가 가능하고

동기 각속도 오차는 위상지연 오차에 비례하는 식 (25)로 간단하게 표현 할 수 있다.

$$\Delta\theta \approx \frac{\hat{\omega}_e + \Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} \cdot \frac{1}{\gamma} - \frac{sgn(\hat{\omega}_e)}{k} \cdot \frac{1}{\gamma} = \frac{\Delta\omega}{k|\hat{\omega}_e|} \cdot \frac{1}{\gamma} \quad (24)$$

$$\Delta\omega = k \cdot \gamma \cdot |\hat{\omega}_e| \cdot \Delta\theta \quad (25)$$

동기 각속도 오차  $\Delta\omega$ 는 실시간으로 계산되며 추정된 동기 각속도에 더해져 동기 각속도를 업데이트 한다. 업데이트 된 동기 각속도는 다음 샘플링 시간에서 PLPF의 차단 주파수로 사용된다. 그림 4는 제안한 동기 각속도 오차 보상기를 갖는 PLPF 자속 추정기를 나타낸다.

## 4. 모델 간 전환 시 초기 값 결정 방법

### 4.1 전류 모델을 이용한 정지 상태 모드

유도전동기는 기동 이전에 정격 고정자 자속이 확보되어야 한다. 정지 상태에서는 역기전력이 존재하지 않기 때문에 전압 모델을 사용할 수 없다. 본 논문에서는 센서리스 기동을 위해 정지 상태에서 고정자 자속 확보에 전류 모델을 이용한다<sup>[8]-[9]</sup>. 정지 상태에서 회전자 속도가 0이라는 사실을 정지 좌표계의 회전자 전압 방정식에 적용함으로써 센서리스 시스템에서 이용 가능한 정지 상태 전류 모델 방정식을 다음과 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{as\_c} = \left( L_\sigma + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{L_m}{T_r p + 1} \right) i_{as} \quad (26)$$

$$\lambda_{\beta s\_c} = \left( L_\sigma + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{L_m}{T_r p + 1} \right) i_{\beta s} \quad (27)$$

여기서  $L_\sigma = (L_s L_r - L_m^2)/L_r$  이다.

### 4.2 절환 시 간단한 초기 값 결정 방법

정지 상태에서 식 (26)과 (27)의 전류 모델을 이용하여 정격 고정자 자속을 확보하고 전동기를 기동한다. 전동기가 기동되고 추정 동기 각속도가 기준 속도인 3[rad/s]에

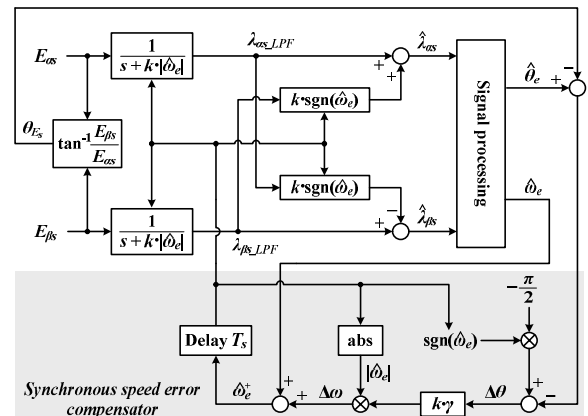


Fig. 4 Block diagram of the proposed stator flux estimator

이르게 되면 전류 모델은 PLPF 전압 모델로 전환되고, 이 때 전환 기준 속도는 trial and error로 결정하였다 [1],[8]-[9]. 전환 시에는 전압 모델의 일차 지연 필터의 초기 값을 결정해야 한다. 초기 값 결정이 고려되지 않거나 부적절하게 선정되는 경우, 전환 순간에 전동기 속도와 자속에 큰 변동이 발생할 수 있고 심할 경우 시스템 발산의 위험이 있다. 기존에 PCLPF 전압 모델을 사용하는 경우, 전류 모델로부터의 안정적인 전환을 위하여 전환 구간에서 3개의 연속적인 PLPF들의 출력 자속들과 지령 자속 간에 이득 차이를 계산하여 보상하는 방법이 제안되었다 [8]-[9]. 하지만 PCLPF는 연속적인 3개의 PLPF를 사용함으로써 자속 추정에 있어서 단독 PLPF에 비하여 추가적인 시지연과 증가된 계산량이 문제가 될 수 있다. 본 논문은 언급한 PCLPF의 문제점들을 최소화할 수 있는 단독 PLPF 전압 모델에 대해서 모델간 전환 시 PLPF의 초기 값을 간단한 수식을 이용하여 결정하는 방법을 제안한다. 2절 ‘기존의 PLPF를 이용한 전압 모델’에서 이득 보상기와 위상 지연 보상기를 갖는 PLPF 전압 모델 방정식은 식 (11)과 (12)로 유도되었다. 디지털 시스템에서 식 (11)과 (12)의 LPF 출력인  $\lambda_{\alpha_s\_LPF}$ 와  $\lambda_{\beta_s\_LPF}$ 는 이산화 형태인 식 (28)로서 적용된다.

$$\lambda_{s\_LPF}[n] = \frac{(A_1 - A_2) \cdot \lambda_{s\_LPF}[n-1] + E_s[n] + E_s[n-1]}{(A_1 + A_2)} \quad (28)$$

여기서  $A_1 = 2/T_s$ ,  $A_2 = k|\hat{\omega}_e|$ , 그리고  $T_s$ 는 샘플링 시간이다.

전류 모델에서 전압 모델로의 전환 시에 식 (28)의 초기 값  $\lambda_{s\_LPF}[n-1]$ 이 결정되어야 한다. 전환 시 초기 값 결정을 위해 전환 이전 샘플링 시간에서의 전류모델의 출력 ( $\lambda_{\alpha_s\_c}[n-1]$ ,  $\lambda_{\beta_s\_c}[n-1]$ )이 전압 모델의 출력 ( $\lambda_{\alpha_s\_v}[n-1]$ ,  $\lambda_{\beta_s\_v}[n-1]$ )과 동일하다고 가정한다. 즉 전류 모델에서 전압 모델로의 전환 이전 샘플링 시간에서의 전압 모델 방정식은 식 (29)와 (30)으로 표현된다.

$$\lambda_{\alpha_s\_c}[n-1] = \lambda_{\alpha_s\_v}[n-1] \quad (29)$$

$$= \lambda_{\alpha_s\_LPF}[n-1] + k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\beta_s\_LPF}[n-1]$$

$$\lambda_{\beta_s\_c}[n-1] = \lambda_{\beta_s\_v}[n-1] \quad (30)$$

$$= \lambda_{\beta_s\_LPF}[n-1] - k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\alpha_s\_LPF}[n-1]$$

식 (29)와 (30)은  $\lambda_{\alpha_s\_LPF}[n-1]$ 와  $\lambda_{\beta_s\_LPF}[n-1]$ 를 변수로 갖는 연립 일차 방정식이다. 두 일차 방정식의 해는 식 (31)과 (32)이며, 각각 전류 모델에서 전압 모델로의 전환 순간에 전압 모델의 초기 값으로 사용된다.

$$\lambda_{\alpha_s\_LPF}[n-1] = \frac{\lambda_{\alpha_s\_c}[n-1] - k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\beta_s\_c}[n-1]}{1 + k^2} \quad (31)$$

$$\lambda_{\beta_s\_LPF}[n-1] = \frac{\lambda_{\beta_s\_c}[n-1] + k \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_e) \cdot \lambda_{\alpha_s\_c}[n-1]}{1 + k^2} \quad (32)$$

Table 1 List of induction motor parameters

Parameters	values
Number of poles	2 pole
Stator resistance	0.84 [Ω]
Rotor resistance	0.971 [Ω]
Stator inductance	0.234 [H]
Rotor inductance	0.233 [H]
Moment of inertia	0.005 [kg · m <sup>2</sup> ]

반대로 추정 동기 각속도가 감소하여 기준 값인 3 [rad/s]에 이르게 되면 전압 모델은 전류 모델로 전환 되어져야 한다. 식 (26)과 (27)의 전류 모델의 경우  $\alpha$ 와  $\beta$  축 성분 간의 커플링이 존재하지 않는다. 따라서 전압 모델에서 전류 모델로의 전환 순간에 전류 모델의 초기 값은  $\lambda_{\alpha_s\_c}[n-1] = \lambda_{\alpha_s\_v}[n-1]$ 와  $\lambda_{\beta_s\_c}[n-1] = \lambda_{\beta_s\_v}[n-1]$ 으로 결정 된다. 전류 모델과 전압 모델의 안정적인 전환을 위해서 본 논문은 hysteresis band를 적용하였다. 전환 시점인 3 [rad/s]에서 노이즈에 의한 작은 속도의 변동에 의해서 두 모델간의 심한 교번 현상이 발생할 수 있기 때문이다. hysteresis band의 폭은 1 [rad/s]로 선정 하였다. 그림 5는 전류 모델에 의한 기동과 제안한 전환 기법을 갖는 센서리스 알고리즘을 보여 준다.

### 5. 시뮬레이션

제안한 PLPF 보상 기법과 전환 시 초기 값 결정 기법의 타당성을 시뮬레이션으로 검증하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도 전동기의 세부적인 사항은 표 1과 같다.

그림 6과 그림 7에서 정지 상태에서 전류 모델을 이용하여 정격 고정자 자속을 확립하는 것을 확인할 수 있다.

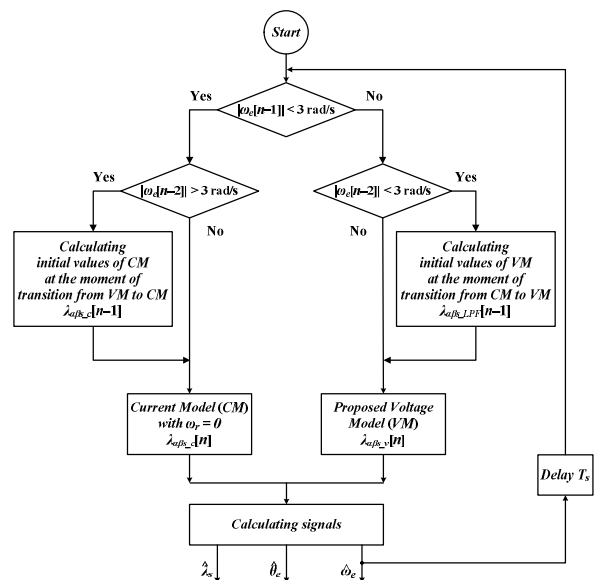


Fig. 5 Proposed transition algorithm

그림 6은 전동기를 기동 한 후 전류 모델에서 전압 모델로 전환 시 전압 모델의 초기 값이 고려되지 않은 시뮬레이션 결과이다. 전환 시 자속과 동기 각속도에서 큰 맥동이 발생한 것을 확인 할 수 있다. 그림 7은 제안한 초기 값 결정 방법을 적용하여 전류 모델에서 전압 모델로의 안정적인 전환을 보여준다.

그림 8은 2 [sec] 에서 정격 부하 5 [Nm]를 스텝으로 인가하고 3 [sec] 에서 부하를 제거했을 때 기존의 PLPF 시뮬레이션 결과이다. 그림 8의 동기 각속도 오차와 위상 지연 오차의 파형들을 통해 본 논문에서 분석한 동기 각속도 오차가 위상 지연 오차에 비례한다는 사실을 확인할 수 있다. 그림 9는 제안한 동기 각속도 오차 보상 기법을 적용한 PLPF의 정격 부하 시뮬레이션 결과이다. 기존의 PLPF의 결과인 그림 8과 비교하여, 제안한 PLPF의 속도 오차와 위상 지연 오차 모두 크기가 감소하고 0으로 수렴하는 시간 역시 줄어들었음을 확인할 수 있다.

### 6. 실험

제안한 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 10과 같은 2.2 kW 유도 전동기 MG 세트를 구성하여 실험을 수행하였다. 3상 2-level 인버터는 Infineon사의 파워 모듈인 BSM200GB120DLC로 구성하였다. 제어보드는 TI사의

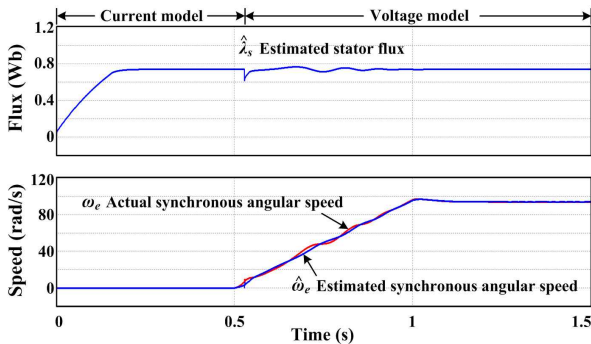


Fig. 6 Simulation results of a start-up with the proposed transition scheme: ( $\lambda_s^*$ : 0.74 [Wb],  $\omega_r^*$ : 900 [rpm])

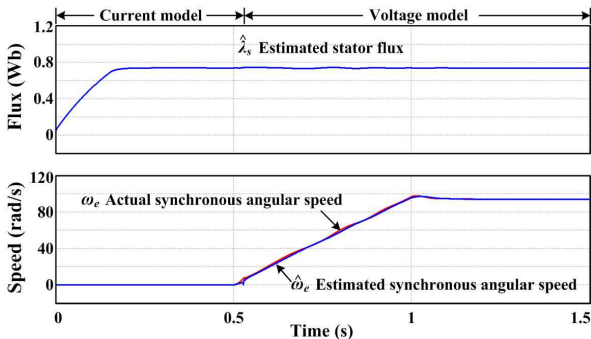


Fig. 7 Simulation results of a start-up without the proposed transition scheme: ( $\lambda_s^*$ : 0.74 [Wb],  $\omega_r^*$ : 900 [rpm])

DSP TMS320F28335 150Mhz로 구성하였다. 부하용 유도 전동기는 별도의 인버터로 토크 제어를 수행하였다.

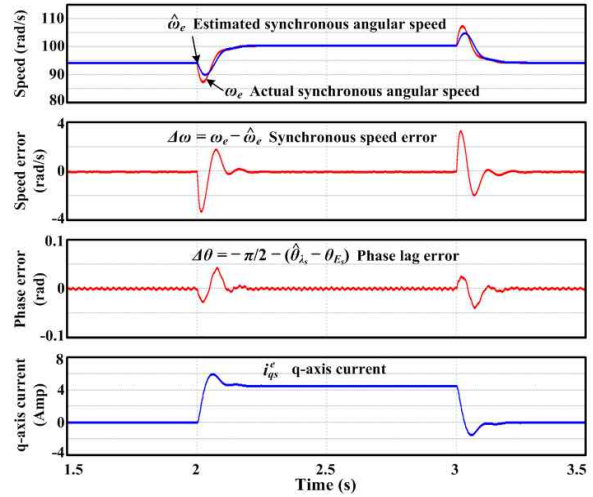


Fig. 8 Simulation results by a conventional PLPF: ( $T_L$ : 0.0  $\rightarrow$  5.0  $\rightarrow$  0.0 [Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74,  $\omega_r^*$ : 900 [rpm])

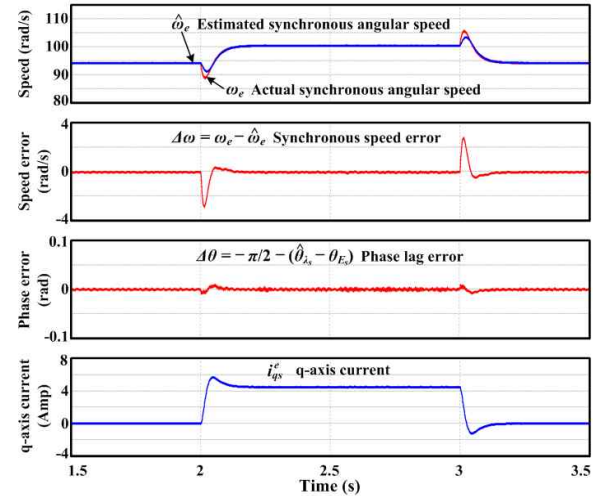


Fig. 9 Simulation results by the proposed PLPF: ( $T_L$ : 0.0  $\rightarrow$  5.0  $\rightarrow$  0.0 [Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74,  $\omega_r^*$ : 900 [rpm])

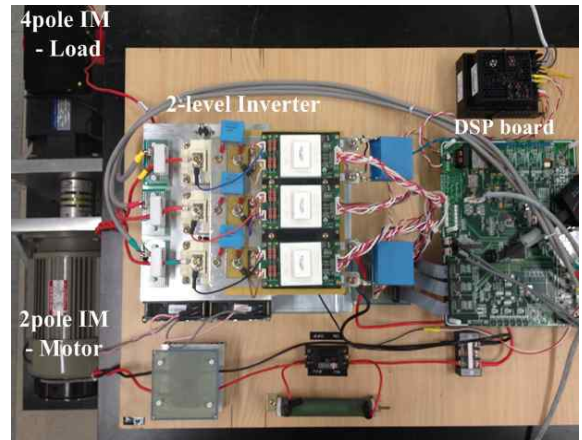


Fig. 10 MG-set configuration for the experiments

그림 11은 제안한 초기 값 선정 방법을 적용한 실험 결과로써 전류 모델에서 전압 모델로의 전환이 안정적으로 이루어지고 있는 것을 보여준다. 본 기동 실험에서는 전압 모델로 전환 후에 정격의 150% 부하인 7.5 [Nm]를 인가하였으며 이를 통하여 부하 인가에 대한 센서리스 성능을 검증하였다. 그림 12는 제안한 초기 값 선정 방법을 적용하였을 때 정·역방향 운전 실험 결과로써 전류 모델과 전압 모델간의 전환이 안정적으로 이루어지고 있음을 보여준다. 그림 13은 제안한 PLPF 전압 모델을 이용하여 150% 부하를 인가한 조건에서 가변속 실험을 한 결과이다. 이를 통하여 넓은 속도 영역에서 안정적인 센서리스 제어 성능을 확인 할 수 있다.

그림 14는 기존의 PLPF 전압 모델을 사용한 부하 실험 결과이다. 본 논문에서 분석한 고정자 자속의 위상 지연 오차가 동기 각속도 오차에 비례한다는 사실을 그림 14의 실험 결과로써 확인 할 수 있다. 그림 15는 본 논문에서 제안한 동기 각속도 오차 보상 기법을 적용한 PLPF 전압 모델의 부하 인가 실험 결과이다. 그림 15는 제안한 동기 각속도 오차 보상 기법을 적용하였을 때 기존의 PLPF 전압 모델의 부하 실험 결과인 그림 14와 비교하여 발생하는 위상 지연 오차와 동기 각속도 오차가 감소함을 보여 준다. 또한 각각의 오차들이 0으로 수렴하는 시간 역시 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 본 논문은 제안한 동기 각속도 오차 보상을 갖는 PLPF의 타당성을 부하 실험을 통해 검증하였다.

### 7. 결 론

본 논문에서는 이득 보상기와 위상 지연 보상기를 갖는 PLPF 전압 모델에서 동기 각속도 오차와 고정자 자속의 위상 지연 오차의 관계를 분석하였다. 분석을 바탕으로 두 오차의 수학적 관계식을 유도하고, 계산된 동기 각속도 오차를 실시간으로 추정 동기 각속도에 보상하는

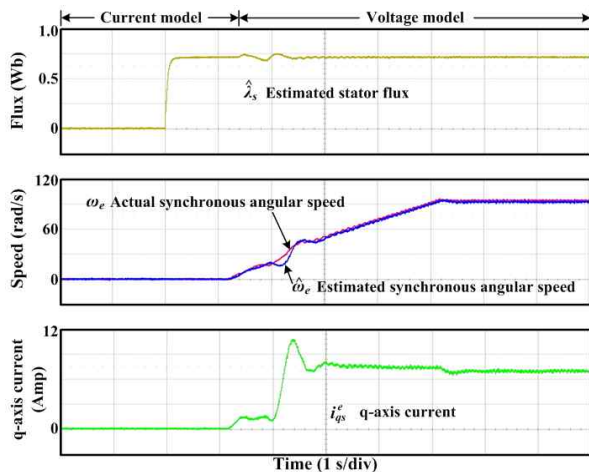


Fig. 11 Experimental results of start-up with the proposed scheme: ( $T_L$ : 7.5[Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74[Wb],  $\omega_r^*$ : 800[rpm])

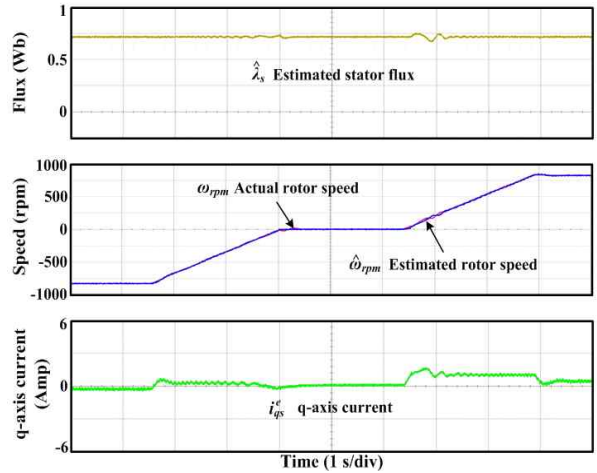


Fig. 12 Experimental results of forward and reverse speed control: ( $\lambda_s^*$ : 0.74 [Wb],  $\omega_r^*$ : -800  $\rightarrow$  0  $\rightarrow$  800 [rpm])

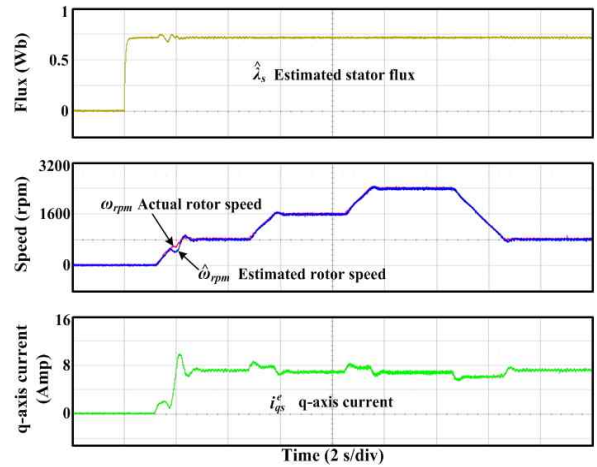


Fig. 13 Experimental results of speed changes in the wide speed range with load: ( $T_L$ : 7.5[Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74[Wb],  $\omega_r^*$ : 0  $\rightarrow$  800  $\rightarrow$  1600  $\rightarrow$  2400  $\rightarrow$  800[rpm])

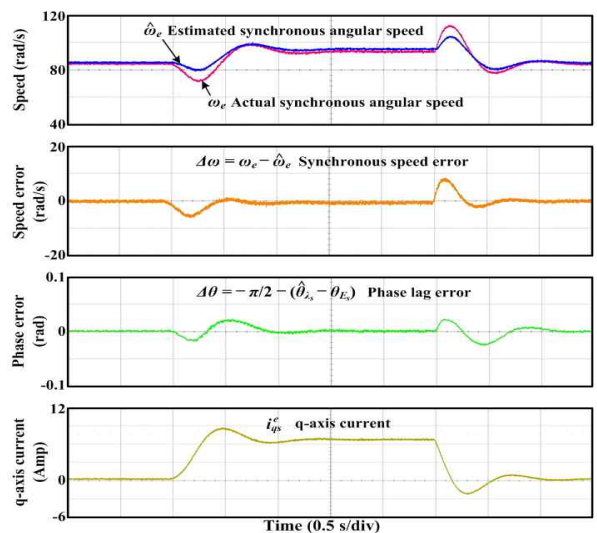


Fig. 14 Experimental results by a conventional PLPF: ( $T_L$ : 0.0  $\rightarrow$  7.5  $\rightarrow$  0.0 [Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74 [Wb],  $\omega_r^*$ : 800 [rpm])

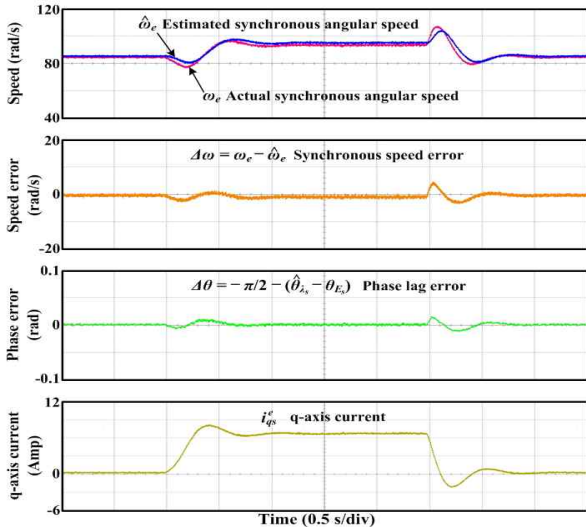


Fig. 15 Experimental results by the proposed PLPF: ( $T_L$ : 0.0 → 7.5 → 0.0 [Nm],  $\lambda_s^*$ : 0.74 [Wb],  $\omega_r^*$ : 800 [rpm])

방법을 제안하였다. 또한 센서리스 기동을 위해 정지 상태에서 전류모델을 사용하였고 전류모델과 전압모델간의 전환 시 각각의 모델들의 초기 값을 선정하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

### References

[1] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho, S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE Transactions. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, pp. 312-318, Mar. 2000.

[2] Z. Xing, Q. Wenlong, and L. Haifeng, "A new integrator for voltage model flux estimation in a digital DTC system," *In TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-4, Nov. 2006.

[3] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors," *IEEE Transactions. on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 4, pp. 818-820, Aug. 2003.

[4] M. Comanescu, L. Xu, "An improved flux observer based on PLL frequency estimator for sensorless vector control of induction motors," *IEEE Transactions. on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, pp. 50-56, Feb. 2006.

[5] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Transactions. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 969-977, Sep. 1998.

[6] J. Kim, K. Nam, J. Chung, and H. Sunwoo, "Sensorless vector control scheme for induction motors based on a stator flux estimator with quadrant error compensation rule," *IEEE Transactions. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2,

pp. 492-503, Mar./Apr. 2003.

[7] X. Xu, R. D. Doncker, and D. W. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive," *In Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 870-876, 1998.

[8] B. K. Bose, N. R. Patel, and K. Rajashekara, "A start-up method for a speed sensorless stator flux oriented vector-controlled induction motor drive," *IEEE Transactions. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 4, pp. 587-590, Aug. 1997.

[9] T. W. Chun, M. K. Choi, and B. K. Bose, "A novel start-up scheme of stator flux oriented vector controlled induction motor drive without torque jerk," *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 148-153, 2001.



#### 이상수(李相樹)

1981년 4월 15일생. 2008년 인하대 전자공학과 졸업. 2013년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 현대중공업 연구원



#### 박병건(朴炳建)

1979년 4월 16일생. 2005년 명지대 전기정보 제어공학부 졸업. 2007년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2011년~현재 한국전기연구원 선임연구원.



#### 김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대 (Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.



#### 현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학교 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전기생체공학부 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.