

# d-q 동기좌표 변환 개념을 이용한 BLDC 전동기의 센서리스

문종주<sup>1</sup>, 허홍준<sup>1</sup>, 김장목<sup>†</sup>

## Sensorless Control of BLDC Motor using d-q Synchronously Rotating Reference Frame Concept

Jong-Joo Moon<sup>1</sup>, Hong-Jun Heo<sup>1</sup>, and Jang-Mok Kim<sup>†</sup>

### Abstract

A sensorless control algorithm of brushless DC (BLDC) motors with a model current based on 120 degree conduction mode is proposed in this paper. The rotor speed and position can be estimated using the current model of BLDC motor, which is a modified version of the conventional current model of permanent magnet synchronous motor. The rotor speed and position can be obtained using the difference of the actual current and the model current. The position error caused by the parameter errors of the model current is compensated using a PI controller and the feedback loop of the real current. The validity of the proposed sensorless control algorithm is verified through simulation.

**Key words:** Brushless dc motor, Sensorless control, Current modeling sensorless

### 1. 서 론

일반적으로 3상 브러시리스 직류 전동기(BLDC, Brushless DC Motor)는 구조가 간단하고 큰 토크를 낼 수 있으며, 높은 전력 밀도 및 고효율 등의 장점들로 인하여 산업분야에서 그 사용이 증가하고 있다<sup>[1],[2],[3]</sup>.

BLDC 전동기는 정확한 속도 및 토크제어를 위해서 회전자속의 속도 뿐 아니라, 회전자의 위치정보가 반드시 필요하다. 이는 계자자속이 영구자석에 의하여 형성되므로, 쇄교 자속의 위치에 따라 적절한 위상의 전류를 인가해야 요구되는 토크를 생성할 수 있기 때문이다. 회전자의 위치 및 속도 센서로서는 홀센서(hall effect sensor), 레졸버 및 엔코더와 같은 센서들이 사용되고 있다. 그러나 이러한 위치 센서의 장착은 전동기 시스템의 가격 상승 뿐만 아니라 부피의 증가, 신뢰성의 저하, 사용 환경의 제약, 전자파 장애등의 많은 문제를 유발

시킨다. 이에 따라 근래에는 위치 센서 없이 BLDC 전동기를 구동하는 센서리스 드라이브의 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존에 제안된 BLDC 전동기의 센서리스 제어기법으로는 다음과 같은 방식들이 있다. 첫 번째 방식은 3상 2 여자 방식에서 비도통 상 역기전력의 ZCP (Zero Crossing Point)를 검출하는 방식이다<sup>[4],[5],[6],[7],[8]</sup>. 하지만 이러한 방식은 저속 영역에서 역기전력의 크기가 낮기 때문에 정확한 ZCP를 검출하기 어렵고 외란에 취약하고, 추가적인 하드웨어가 요구되는 단점이 있다. 두 번째 방식은 쇄교자속(Flux-linkage) 추정 방식이다<sup>[9],[10]</sup>. 그러나 BLDC 전동기의 쇄교자속을 계산하기 위해서 중성점과 단자 사이의 상전압 및 상전류를 측정해야 한다. 쇄교자속은 전기적인 위치와 인덕턴스의 함수이기 때문에 회전자의 위치는 추정된 쇄교 자속으로부터 획득할 수 있다. 하지만 이 방법은 저속 영역에서 긴 적분 시간이 길어지기 때문에 정확한 위치 추정이 어렵다. 또한 추가적인 하드웨어가 필요하기 때문에 비용이 증가한다는 단점이 있다. 환류 추정 방식은 비도통 상의 역기전력의 극성이 바뀌는 ZCP 구간에서부터 다이오드가 온됨으로 인하여 발생하는 환류 전류를 이용하여 회전자의 위치를 추정한다. 하지만 환류 전류는 그 크기가 작아서 정확한 추정이 어려운 단점이 있다. 마지막으로 토

Paper number: TKPE-2015-20-3-5

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: jmok@pusan.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pusan Nat'l University

Tel: +82-51-510-2866 Fax: +82-51-510-0212

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Pusan Nat'l University

Manuscript received Dec. 2, 2014; revised Dec. 30, 2014;

accepted Apr. 10, 2015

크 상수 추정방식이 있다<sup>[11]</sup>. 이 방식은 역기전력과 회전 속도의 비를 이용한다. 토크 상수는 속도에 의해 변하지 않기 때문에 운전 영역이 넓고, 추가적인 하드웨어가 필요하지 않는 장점이 있다. 하지만 이 방법의 성능은 토크 상수가 변화하는 임계값에 의존적이기 때문에 시스템의 신뢰성을 높이기 어렵다. 또한 한 번 위치를 놓치면 다시 제 위치를 찾을 수 없는 단점이 있기 때문에 연속적인 회전자의 위치 추정이 불가능하다.

본 논문에서는 마츠이가 제안한 dq전류 모델링 센서리스 제어 방식을 BLDC 전동기의 3상 2여자 방식에 맞게 발전시켜 적용하였다<sup>[12]</sup>. 이로 인하여 연속적인 회전자의 위치 추정이 BLDC 전동기에서 가능해진다. 두 개의 상전류 센서가 사용되는 단점이 있지만 정역 운전이 가능한 장점이 있다. 주어진 상전류 센서 2개를 제외하고 그 외 추가적인 하드웨어가 요구되지 않는다. 제안된 알고리즘은 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

## 2. 전류 모델 기반의 센서리스 알고리즘<sup>[12]</sup>

전류 모델링 기반의 센서리스 방법은 실제 d-q축과 가상 모델링된  $\gamma$ - $\delta$ 축의 전류의 오차가 0이 되도록 제어하는 방법이다. 이 방법은 마츠이에 의해서 제안되었고, 사인과 전류를 위한 벡터 제어 기반의 전동기 제어에 사용되고 있다. dq전압 방정식은 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \dot{\theta} \\ L_s \dot{\theta} & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e \end{bmatrix} \quad (1)$$

전동기의 위치를 추정하기 위해 (2)와 같은 임의의 모델식 수식을 만들게 된다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & -L_s \dot{\theta} \\ L_s \dot{\theta} & R_s + \frac{d}{dt} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e \sin \Delta \theta \\ e \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,  $i_\delta$ ,  $i_\gamma$ 는 전류 센서를 통해 측정된 실제 전류와 가상의  $\gamma$ - $\delta$ 축을 이용하여 동기좌표 변환한 전류이다. 설정된 d-q축과  $\gamma$ - $\delta$ 축 사이의 오차는  $\Delta \theta_\gamma$ 이며, 제어기를 통해 이 오차를 0으로 제어한다.

위의 전압 방정식을 전류에 관한 미분 방정식으로 변환 하면 수식 (3) 과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left[ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_s \dot{\theta} \\ L_s \dot{\theta} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -e \sin \Delta \theta \\ e \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \right] \quad (3)$$

샘플링 주기(T)가 전기자 권선의 시정수 보다 매우 짧기 때문에 다음과 같은 수식 (4)이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} i_\gamma^{n+1} \\ i_\delta^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^n \\ i_\delta^n \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} T \quad (4)$$

수식 (3)을 수식 (4)에 대입하여 정리하면  $\gamma$ - $\delta$ 축으로 변환한 실제 측정 전류에 관한 수식 (5)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_\gamma^{n+1} \\ i_\delta^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^n \\ i_\delta^n \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \left[ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_s \dot{\theta} \\ L_s \dot{\theta} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -e \sin \Delta \theta \\ e \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \right] \quad (5)$$

또한 실제 측정된  $\gamma$ - $\delta$ 축 전류와 비교하기 위한  $\gamma$ - $\delta$ 축 모델링 전류를 구하여야 한다. 이때 중요한 점은 추정된 전류는 실제 회전자 위치와 추정된 회전자 위치가 일치한다는 가정 하에 식을 세워야 한다. 따라서  $\gamma$ - $\delta$ 축으로 변환한 추정 전류는 수식 (6)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^n \\ i_\delta^n \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \left[ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_s \dot{\theta} \\ L_s \dot{\theta} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ e \end{bmatrix} \right] \quad (6)$$

측정전류 수식 (5)와 추정전류 수식 (6)의 차이를 통해 회전자 위치 오차  $\Delta \theta$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\gamma^{n+1} \\ \Delta i_\delta^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^{n+1} - i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_\delta^{n+1} - i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \begin{bmatrix} e \cdot \sin \Delta \theta \\ -(e \cdot \cos \Delta \theta - e_c) \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 오차가 0에 가까울 경우 아래와 같이 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sin \Delta \theta &\approx \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta &\approx 1 \end{aligned} \quad (8)$$

(8)을 (7)에 적용하면 (9)과 같이 근사화할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\gamma^{n+1} \\ \Delta i_\delta^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^{n+1} - i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_\delta^{n+1} - i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \begin{bmatrix} e \cdot \Delta \theta \\ -(e - e_c) \end{bmatrix} \quad (9)$$

위 식에 나타난 것처럼 측정 전류와 추정 전류 간의 차를 이용하면 역기전력  $e_c$ 와 회전자 위치 추정을 위한  $\Delta \theta$ 를 구할 수 있다.

수식 (9)를 이용하여 역기전력을 추정하면 수식 (10)과 같다.

$$e_c^{n+1} = e_c^n - K_e \Delta i_\delta^n \quad (10)$$

그리고 수식 (9)를 이용하여  $\Delta i_\gamma$ 에 관한 항과 수식 (10)에서 추정된 역기전력을 이용하여 회전자의 위치 추정식인 수식 (11)를 구할 수 있다.

$$\theta_c^{n+1} = \theta_c^n + \frac{e_c^{n+1}}{K_E} T + K_\theta \Delta i_\gamma^n \quad (11)$$

여기서  $K_e$ 는 역기전력 추정 이득,  $K_\theta$ 는 회전자 위치 추정 이득,  $K_E$ 는 역기전력 상수 이다.

속도는 위치의 시간에 대한 미분이기 때문에 수식 (12)를 이용하여 추정 속도를 구할 수 있다.

$$\theta_c^{n+1} = \frac{\theta_c^{n+1} - \theta_c^n}{T} = \frac{e_c^{n+1}}{K_E} + \frac{K_\theta}{T} \Delta i_\gamma^n \quad (12)$$

### 3. 제안된 BLDC 전동기의 센서리스 알고리즘

3상 BLDC 전동기의 등가회로는 인버터 시스템의 구조는 그림 1과 같다. 본 논문은 3상 2여자 방식에서의 센서리스 제어 방식을 제안한다. 3상 2여자의 상전류 제어는 그림 2와 같이 역기전력이 평탄한 구간에 대해 120° 동안 도통된다.

마츠이의 전류 모델 기반의 센서리스 기법을 BLDC 전동기에 적용하기 위해서는 구형파 전류를 d-q 동기 좌표 변환하는 과정이 필요하다. 3상 전류를 d-q 정지 좌표 변환하는 식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} I_{dss} &= I_{as} \quad (0^\circ < \theta < 360^\circ) \\ I_{qss} &= \frac{I_{bs} - I_{cs}}{\sqrt{3}} \quad (0^\circ < \theta < 360^\circ) \end{aligned} \quad (13)$$

3상 2여자 방식에서 BLDC 전동기는 60도마다 상 전환이 발생하는 점과 각 상에 흐르는 전류의 크기는  $I_{dc}$  이거나 0으로 근사화할 수 있다. 따라서 정지 좌표계 변환식 (13)은 표 1과 같이 나타낼 수 있다.

정지좌표계를 동기 좌표계로 변환하는 수식은 (14) 이다.

$$\begin{aligned} I_{dsc} &= I_{dss} \cos\theta + I_{qss} \sin\theta \\ I_{qsc} &= -I_{dss} \sin\theta + I_{qss} \cos\theta \end{aligned} \quad (14)$$

(14)를 이용하여 표 1의 정지좌표계 전류를 동기 좌표 변환하면 표 2와 같다.

그림 2의 이상적인 3상 상전류를 표 2와 같이 dq 동기 좌표 변환을 수행하면 그림 3과 같다. 그림의 d축 전류는 회전자의 위치정보를 추정하는데 사용된다.

표2와 같이 임의의 각을 이용하면 dq 좌표 변환된 실제 전류와 모델링 전류의 차이를 이용하면 BLDC 전동기의 센서리스 제어가 가능하다. 하지만 일반적으로 실제 BLDC 전동기에는 고정자 저항과 인덕턴스의 시정수에 의해서 이상적인 구형파의 전류가 흐를 수 없고 전류 지연이 발생하게 된다. 이러한 구간을 commutation 구간이라 한다.

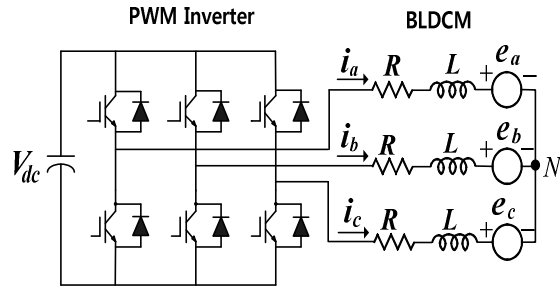


Fig. 1. 3phase BLDCM system.

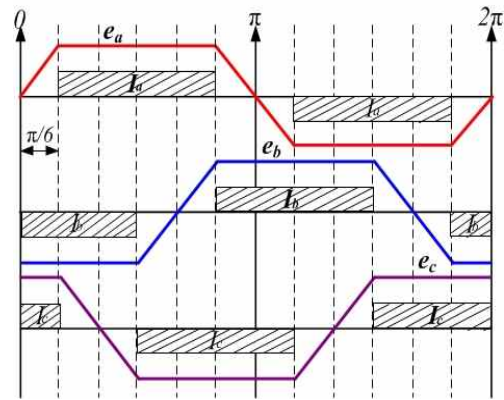


Fig. 2. The back-EMFs and three phase currents of the BLDC motor.

TABLE I  
dq-CURRENT ON THE STATIONARY REFERENCE FRAME

rotor position	rotor angle [θ]	dq-currents on the stationary frame currents
1	330° ~ 30°	$\begin{cases} I_{dss} = 0 \\ I_{qss} = \frac{2 \cdot I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$
2	30° ~ 90°	$\begin{cases} I_{dss} = -I_{dc} \\ I_{qss} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$
3	90° ~ 150°	$\begin{cases} I_{dss} = -I_{dc} \\ I_{qss} = -\frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$
4	150° ~ 210°	$\begin{cases} I_{dss} = 0 \\ I_{qss} = -\frac{2 \cdot I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$
5	210° ~ 270°	$\begin{cases} I_{dss} = I_{dc} \\ I_{qss} = -\frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$
6	270° ~ 330°	$\begin{cases} I_{dss} = I_{dc} \\ I_{qss} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases}$

Commutation 구간에서는, 전류제어기의 출력 전압과 실제 전동기의 인가전압이 다르다. 그로 인하여 그림 4와 같이 BLDC 전동기의 실제 d축 전류에 왜곡을 발생시킨다. 따라서 이러한 현상을 반영하면 전류식 (5)는 (15)와 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma}^{n+1} \\ i_{\delta}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\gamma}^n \\ i_{\delta}^n \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} v_{\gamma} - \Delta v_{\gamma} \\ v_{\delta} \\ - \begin{bmatrix} R_s & -L_s\theta \\ L_s\theta & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -e \sin \Delta \theta \\ e \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서, d축 전류의 실제 값과 이상적인 값의 오차 성분을  $\Delta v_{\gamma}$ 로 표현하였다.  $\Delta v_{\gamma}$ 는 전동기의 전기적 시정수에 의존적이기 때문에 운전 속도 및 부하에 의해 크기가 달라진다. 따라서 본 논문에서는 그림 3에서 나타있는 이상적인 d축 전류와 실제 측정된 3상 전류를 좌표 변환한 d축 전류의 오차를 PI제어기에 입력하여  $\Delta v_{\gamma}$ 를 보상하였다. 출력된  $\Delta v_{\gamma}$ 는 upper PWM 또는 on-going PWM과 같이 스위칭 방식에 따라 달라질 수 있으나, 그 차이가 미미하기 때문에 본 논문에서는 고려되지 않았다.

(15)와 추정전류 (6)의 차이를 통해 BLDC 전동기의 회전자 위치 오차  $\Delta \theta$ 를 구할 수 있다. 또한 (8)을 적용하면 (16)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\gamma}^{n+1} \\ \Delta i_{\delta}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\gamma}^{n+1} - i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_{\delta}^{n+1} - i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \begin{bmatrix} -\Delta V_{\gamma} + e \Delta \theta \\ -(e - e_c) \end{bmatrix} \quad (16)$$

BLDC 전동기 시스템에 맞는 각 추정식과 속도 추정식은 각각 (17), (18)과 같다.

$$\theta_c^{n+1} = \theta_c^n + \frac{e_c^{n+1}}{K_E} T + K_{\theta} \Delta i_{\gamma}^n - \frac{\Delta v_{\gamma}}{K_E} \quad (17)$$

$$\dot{\theta}_c^{n+1} = \frac{\theta_c^{n+1} - \theta_c^n}{T} = \frac{e_c^{n+1}}{K_E} + \frac{K_{\theta}}{T} \Delta i_{\gamma}^n - \frac{\Delta v_{\gamma}}{K_E T} \quad (18)$$

그림 5는 제안된 알고리즘의 전체 블록 다이어그램을 나타낸다. 상전류 센서로부터 측정된 전류는 추정된 위치각을 이용하여 표1과 2와 같이 dq 변환된다. 모델링된 d축 전류와 실제 측정된 d축 전류의 오차를 없애기 위한  $\Delta v_{\gamma}$ 가 (17)에 입력되어 최종적인 BLDC 전동기의 위치를 획득한다. 획득된 위치는 BLDC 전동기의 스위칭에 적합하게 6단계로 나뉘어 사용된다. 속도는 (18)에 의해 획득된다.

TABLE II  
dq-CURRENT ON THE SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME

rotor position	rotor angle [ $\theta$ ]	dq-currents on the synchronous frame currents
1	$330^{\circ} \sim 30^{\circ}$	$\begin{cases} I_{dse} = \frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \sin \theta \\ I_{qse} = \frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \cos \theta \end{cases}$
2, 3	$30^{\circ} \sim 150^{\circ}$	$\begin{cases} I_{dse} = I_{dc} \cos \theta + \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \sin \theta \\ I_{qse} = -I_{dc} \sin \theta + \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \cos \theta \end{cases}$
4	$150^{\circ} \sim 210^{\circ}$	$\begin{cases} I_{dse} = -\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \sin \theta \\ I_{qse} = -\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \cos \theta \end{cases}$
5, 6	$210^{\circ} \sim 330^{\circ}$	$\begin{cases} I_{dse} = -I_{dc} \cos \theta - \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \sin \theta \\ I_{qse} = I_{dc} \sin \theta - \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}} \cos \theta \end{cases}$

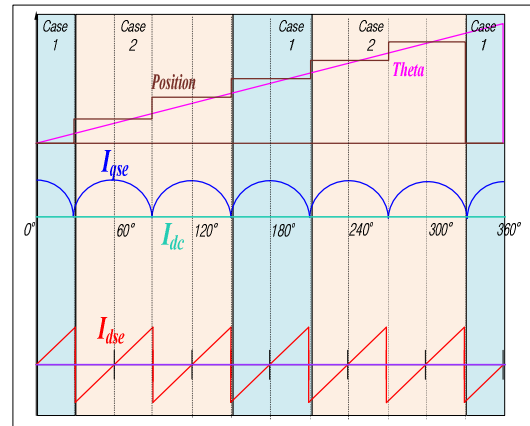


Fig. 3. dq-currents on the synchronous reference frame and position and theta.

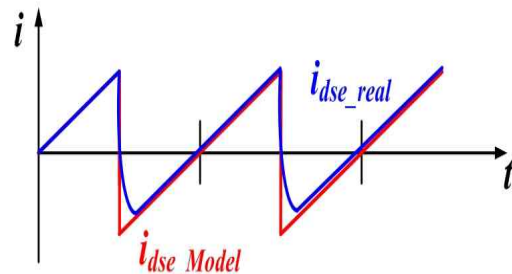


Fig. 4. Ideal and real d-axis currents of the BLDC.

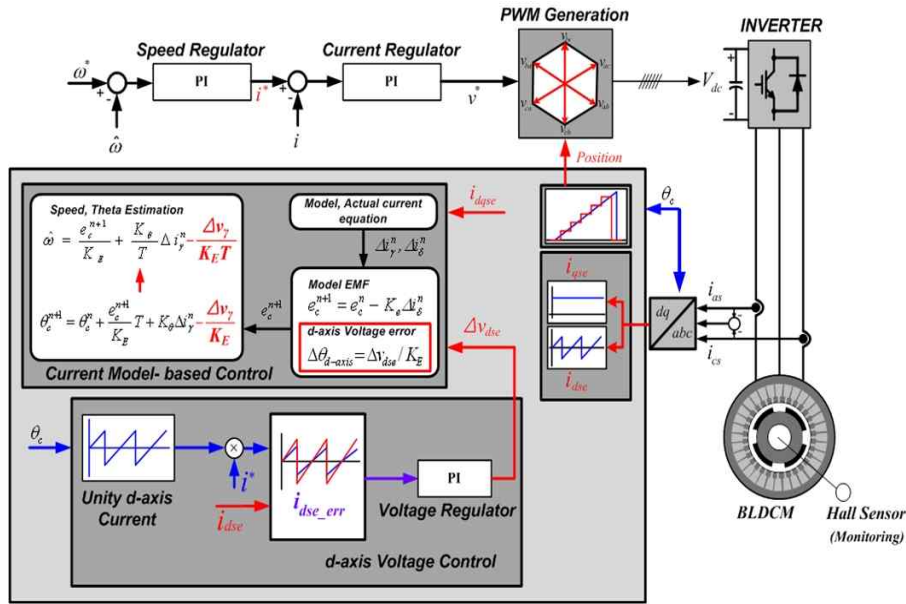


Fig. 5. The block diagram of the proposed sensorless algorithm for the BLDC motor.

4. 실험

본 논문에서는 d-q 동기좌표변환 개념을 이용한 BLDC 전동기의 전류 모델기반 센서리스 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실험을 수행 하였다.

실제 위치를 측정하기 위해 홀센서가 설치된 3상 BLDC 전동기가 사용되었다. 대상 전동기의 제정수는 표 3에 나타내었다. 센서리스 알고리즘은 TI사의 TMS320C28346을 사용하여 구현하였다. 캐리어 주파수와 스위칭 주파수는 10kHz이다. PWM 스위칭 방식은 유니폴라 방식 중에서 upper 스위칭 방식을 사용하였다.

그림 6은 dq 전류 모델 센서리스 제어 기법을 BLDC 전동기에 적용을 했을 경우의 속도제어 파형이다. 임의의 d축으로 전압을 인가하여 회전자를 정렬시킨 이후에 전동기를 기동시켰다. 지령 속도 2,000 [RPM]까지 증가하는 과도 상태에서 최대 전류가 발생하고 목표 속도가 가까울수록 서서히 전류가 적어지면서 정상상태에 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 정상상태에서 홀센서를 통해 측정된 실제 위치, 센서리스 제어에 의해 획득된 추정 위치 및 a상 전류를 나타낸다. 추정 위치가 실제 위치 보다 약 20도의 위상이 앞서는 것을 확인할 수 있다. 이러한 원인은 전기적 시정수에 의해 지연된 실제 Idse와 이상적인 Idse의 오차가 '0'이 되도록 PI 제어기가 동작하기 때문이다. PI 제어기의 출력인 Δv<sub>d</sub>가 (17)에 적용되면 추정 위치는 실제 위치보다 진상이 된다.

그림 8는 d축 전류의 오차에 의해 발생하는 진상의 위치 오차를 추가적으로 보상하였을 경우의 실험 파형이다. 정확한 보상을 위해서는 Δv<sub>d</sub>를 해석해야 하지만 속도 및 부하에 따라 비선형 함수로 나타나므로 정확한

TABLE III  
PARAMETERS OF THE BLDC MOTOR

Rated voltage	30 [V]	Poles	10
Rated Torque	0.4[Nm]	Stator resistance	0.5[Ω]
Rated speed	2,000[rpm]	Stator inductance	1.13[mH]
Rated Power	100[W]	Torque constant	0.083[Nm/A]

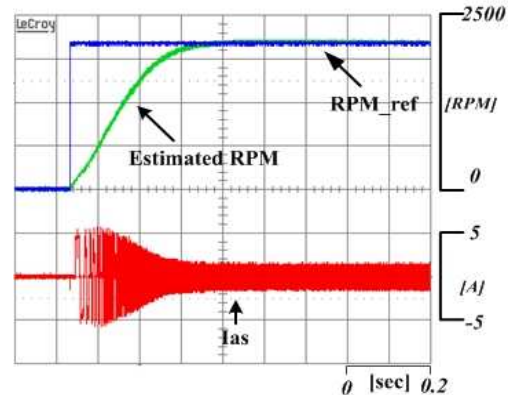


Fig. 6. Speed command, estimated speed and a-phase current in the proposed sensorless control for the BLDC motor.

분석이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 60도 마다 나타나는 d축 전류 오차의 피크치에 비례하여 직관적으로 위치를 추가 보상하였다.

그림 9는 이상적인 d축 모델 전류, 실제 d축 전류 그리고 두 값의 오차를 나타낸다. 그림 10은 2000 [RPM]에서 부하가 0.3[Nm]로 증가하였을 때도 전류가 발산하지 않고, 잘 제어되는 것을 보여준다.

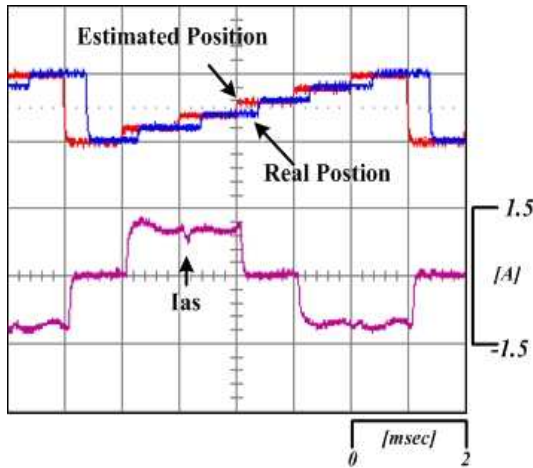


Fig. 7. The estimated position, real position from hall sensors and abc-phase current.

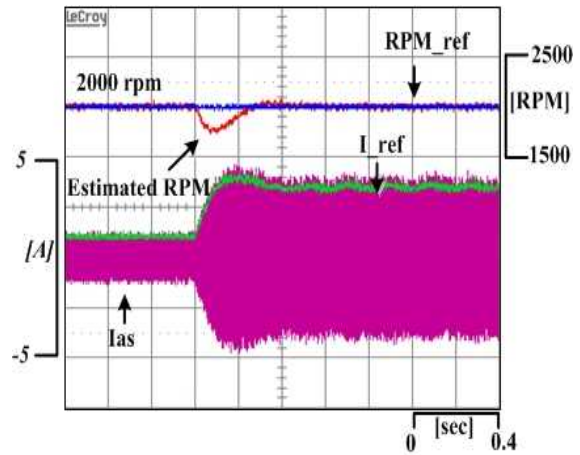


Fig. 10. The phsae current in the increase of the load.

### 5. 결 론

본 논문에서는 dq 전류 모델링 센서리스 제어 방식 [12]을 BLDC 전동기의 3상 2여자 방식에 맞게 발전시켜 적용하였다. 전류 모델 방식의 센서리스이기 때문에 기존의 BLDC 센서리스 기법과 비교했을 때 연속적인 위치의 추정이 가능하다. 또한 추가적인 하드웨어가 요구되지 않는다. 제안된 알고리즘은 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2012년도 교육부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012026153)

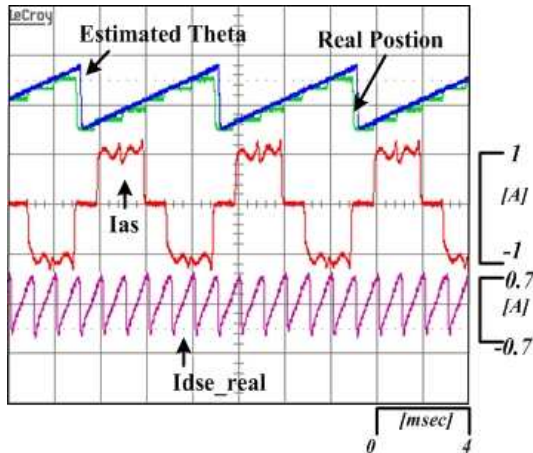


Fig. 8. The estimated theta, the real position and the a-phase current.

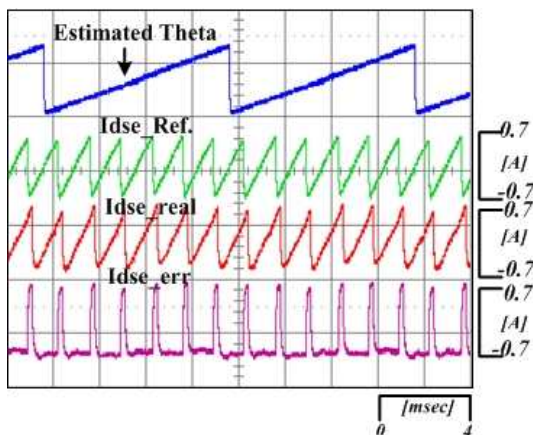


Fig. 9. Estimated theta, modeling d-axis current, real d-axis current and error between of the modeling and real d-axis current.

### References

- [1] N. H. Kim, O. Yang, and M. H. Kim, "BLDC motor control algorithm for industrial applications using a general purpose processor," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 2, pp. 132-139, Apr. 2007.
- [2] W. S. Im, J. P. Kim, J. M. Kim, and K. R. Baek, "Torque maximization control of 3-phase BLDC motors in the high speed region," *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 6, pp. 717-723, Jun. 2010.
- [3] H. W. Kim, H. K. Shin, H. S. Mok, Y. K. Lee, and K. Y. Cho, "Novel PWM method with low ripple current for position control applications of BLDC motors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, pp. 726-733, Sep. 2011.
- [4] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 27, pp. 595 - 601, May/June 1985.
- [5] C. T. Lin, C. W. Hung, and C. W. Liu, "Sensorless control

for four-switch three-phase brushless DC motor drive,” *Conf. Rec. 2006 IEEE Int. Conf. Industry Applications*, Vol. 4, pp. 2048 - 2053, Oct. 2006.

- [6] J. Moreira, “Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating in a wide speed range,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 32, pp. 401 - 407, Nov./Dec. 1996.
- [7] P. Damodharan and K. Vasudevan, “Indirect back-emf zero crossing detection for sensorless BLDC motor operation,” *Proc. of IEEE Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1107 - 1111, Nov. 2005.
- [8] J. X. Shen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Sensorless flux-weakening control of permanent magnet brushless machines,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 40, pp. 1629 - 1636, Nov./Dec. 2004.
- [9] N. Ertugrul and P. Acamley, “A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 30, pp. 126 - 133, Jan./Feb. 1994.
- [10] R. Wu and G. R. Slemon, “A permanent magnet motor drive without a shaft sensor,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 27, pp. 1005 - 1011, Sep./Oct. 1991.
- [11] J. W. Park, S. H. Hwang and J. M. Kim, “Sensorless control of brushless DC motors with torque constant estimation for home appliances,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 48, pp. 677 - 684, Mar/Apr. 2012.
- [12] N. Matsui, “Sensorless PM brushless DC motor drives,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 43, pp. 300-308, Apr. 1996.



### **문종주(文鍾柱)**

1980년 11월 13일생. 2008년 인제대 전자공학과 졸업. 2009년~현재 부산대 대학원 석·박사 통합과정.



### **허홍준(許洪準)**

1986년 2월 25일생. 2011년 부산대 전자전기통신공학부 졸업. 2013년 동 대학원 석사 졸업. 2013년~현재 동 대학원 박사과정.



### **김장목(金長睦)**

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박) 1997년~2001년 한국전력 전력연구원 선임연구원. 2007년 Florida state university 방문교수. 2001년 3월~현재 부산대 전기공학과 교수. LG전자 스마트제어 센터장.