

## 영구자석 동기 전동기의 강인한 회전자 위치 추정 알고리즘

이준환, 이광운, 최재영  
삼성전자 가전연구소

## A robust position sensorless control of permanent magnet synchronous machines by self\_tuning algorithm

Joon-Hwan Lee, Kwang-Woon Lee, Jae-Young Choi  
Digital Appliance R&D Center, Samsung Electronics Co., Ltd.

## ABSTRACT

본 논문은 영구자석 교류 전동기의 센서리스 위치 오차 최소화 제어 방법에 관한 것으로, 회전자의 위치오차가 최소화 하도록 회전자 속도 추정 gain을 자동으로 조정함으로써 회전자의 속도 및 위치에 대한 오차를 최소화하기 위한 방법이다. 본 논문의 구성은 회전자 위치 오차를 최소화하기 위한 제어기와 이를 회전자 속도 계인으로 활용하는 적용 대상으로 구성 되어 있다. 이는 모터의 온도 및 운전 환경에 따른 parameter의 변동에 강인하도록 제어기의 계인을 자동 설정하며 회전자의 오차를 최소화 하도록 하는 제어기를 제안한다. 또한 본 논문에서 제한하는 알고리즘을 검증하기 위하여 시뮬레이션 하였다.

## 1. 서 론

근래에 산업용 및 가전용에 가변속 전동기의 사용이 확대되고 있다. 가변속 전동기의 초기에는 전력전자 기술의 부족과 제어의 용이성 등으로 직류 전동기를 이용한 가변속 구동 시스템이 많이 사용되었지만, 직류 전동기가 가지는 브러시와 정류자의 정기적 보수의 필요성, 회전자의 정류자편에 의한 최고 회전수의 제한, 그리고 직류기의 구조적인 문제로 인한 내 환경성 등의 문제로 인해 교류 전동기의 사용이 급격히 증가하고 있다. 교류 전동기(AC Motor) 중에서 일반적으로 많이 사용되는 전동기는 유도전동기(Induction Motor)와 영구 자석형 교류 전동기(Permanent Magnet AC Motor)이다. 영구 자석형 전동기는 계자에 해당되는 자속 성분이 외부 전원에 의하지 않고, 영구자석에 의해 공급되어 전력 소모를 최소화하여 전체 시스템 효율의 향상을 기대할 수 있다. 전동기 무게에 대한 출력비, 즉, 전력밀도에 있어 영구 자석형 전동기는 타 전동기에 비해 월등히 높다. 또한 권선이 고정자에만 배치되어 있어 고정자의 냉각만 고려되므로 고정자와 회전자가 동시에 발열하는 유도전동기에 비해 전동기의 냉각구조를 단순화 시킬 수 있는 이점이 있다. 근래에 영구자석 전동기의 사용을 촉진하는 계기가 될 수 있는 네오디움·철·보론(NeFeB) 계와 같은 에너지 밀도가 높은 자석재료의 개발로 적은 체적으로 보다 큰 토크를 발생시킬 수 있게 되어 그 응용범위는 수 십 kw 급 이상의 전동기를 포함하여 광범위하게 확대 될 것으로 예상된다. 구형과 전류 및 사다리꼴 역기전력을 가지는 BLDC 는 구조가 간단하여 저가로 생산할 수 있으며, 역기전력의 형태가 사다리꼴이므로 직류기와 같이 구동되어 제어가 쉽지만, 전류의 절환 시에 맥동

토크가 발생되어 정밀한 제어가 필요한 응용분야에는 부적합하다. 정현파 전류 및 정현파 역기전력을 가지는 SPM 은 전동기의 전류를 정확한 정현파 형태로 인가해 주어야 하는 제어상의 어려움이 있지만, 일단 정현파 전류를 인가해 주면 BLDCM 과는 달리 맥동 토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점을 지니고 있다. 한편, IPM 은 회전자 철심 내에 자석을 삽입하여 원심력에 의한 자석의 비산을 방지하는 구조로 되어 있어서 고속 운전시 기구적으로 강인하다. IPM은 자석에 의한 자석 토크(Magnetic Torque)와 전동기의 돌극성으로 인한 자기저항 토크(Reluctance Torque)를 발생시킬 수 있다. 그러므로 IPM 은 SPM 이 갖지 못하는 자기저항 토크 성분 때문에 적은 회전자의 체적으로 큰 토크를 낼 수 있으며, 자석의 매입으로 인하여 기계적으로 튼튼하며, 유효 공극이 작아 전기자 반작용 효과가 현저하여 SPM 과는 달리 일정토크영역뿐만 아니라 일정출력영역까지 광범위한 운전 속도 범위에서 전동기의 운전이 가능하다. 직류기의 경우 브러시에 의하여 회전자와 고정자자속의 위치가 항상 일정하게 유지되어 연속적으로 일정한 토크가 발생되지만 영구자석 전동기의 경우 정확한 토크발생을 위해서 회전자에 부착된 영구 자석으로부터 생성되는 정확한 자속의 위치를 반드시 알아야 한다. 이러한 동기 전동기의 센서리스 운전 방식은 여러 가지의 방식이 있으나 본 논문에서는 전류 기반의 센서리스 운전 방식에 대하여 연구하였으며 모터의 파라미터의 값이 센서리스 운전의 성능을 좌우 중요 요인임을 고려하여 본 논문에서 사용된 센서리스 알고리즘의 위치 추정기의 파라미터 변화에 대한 강인한 알고리즘을 제안 하고자 한다.

특히 운전 조건에 따른 파라미터의 변동에 대하여 고려치 않을 경우 실제 가전제품에서 운전의 성능 및 효율 그리고 탈조의 현상까지 발생할 수 있다. 이러한 파라미터의 변동을 추정하여 운전할 때 뛰어난 성능을 얻을 수 있으나 파라미터의 변동은 쉽게 표현 되거나 얻기는 어렵다. 일반적으로 사용하는 방식은 운전 전류 및 사용 온도 조건에 따라 이러한 파라미터, 특히 동기전동기에서는 역기전력 상수( $k_e$ ), 인덕턴스( $L_d, L_q$ )들을 look-up table하여 운전 속도 운전 전류 등에 따라 적절하게 실행된 파라미터의 값을 사용하고 있다. 일반적으로  $K_e$ 는  $\pm 20\%$ 의 변화를  $L_d$  및  $L_q$ 의 경우는  $\pm 15\%$ 의 변동에 대하여 운전의 성능을 보장 하도록 설계하고 있다. 또한 [2]에서는  $d, q$  축의 Observer식을 이용하여 모터 식으로부터 각 파라미터를 구하는 방법을 취하고 있으나 이는 각각의 파라미터의 연산은 가능하나 전체적인 변동에 대하여 고려되지 못한 방식이다.

본 논문에서는 전류기반의 센서리스 운전 방식(Current Model Base Observer)을 사용함에 있어 v 축의 오차 성분이 실제 회전자와 추정기 사이의 오차 성분으로 표현되고 오차 성분의 입력이 추정기의 속도 gain으로 self-tuning되는 알고리즘을 제안 하도록 하며 이러한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 simulation결과를 이용하여 알고리즘의 타당성을 검증 하도록 한다.

## 2. Sensorless Algorithm

### 2.1 Current Model Based Sensorless Algorithm<sup>[3]</sup>

그림 1은 모터의 공간 벡터 도를 나타낸다. 여기서  $\alpha, \beta$  축은 stator의 고정 좌표축을 d, q 축은 동기 회전 좌표축을 그리고  $v, \delta$  축은 추정된 동기 회전 좌표축을 나타내며  $\theta_e, \hat{\theta}_e, \Delta\theta_e$  는 각각 rotor 위치, 추정된 rotor 위치 그리고 실제 rotor 위치와 추정된 위치와의 오차를 나타낸다.

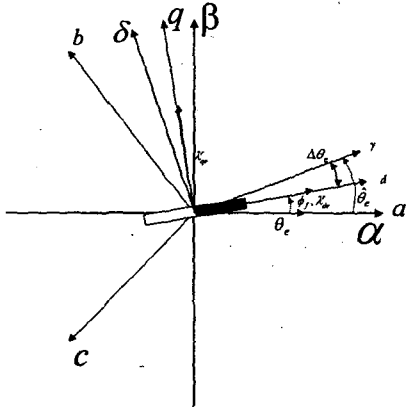


그림 1 모터의 공간 벡터도  
Fig. 1 Space Vector of Motor

이 경우 d, q frame 에서의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

실제 회전자 위치를 기준으로 하면 식(1)과 달리 추정된 위치  $\hat{\theta}_e$  를 기준으로 하며 위치 오차  $\Delta\theta_e$  를 가지는  $v, \delta$  축에서의 전압 방정식은 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} = \omega \cdot \phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} + L_a \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega \cdot L_b \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \cdot L_c \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$L_a = \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \sin^2 \Delta\theta & (L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta \\ (L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta & (L_d - L_q) \sin^2 \Delta\theta \end{bmatrix}$$

$$L_b = \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta & -(L_d - L_q) \sin^2 \Delta\theta \\ -(L_d - L_q) \sin^2 \Delta\theta & (L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta \end{bmatrix}$$

$$L_c = \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta & -L_q \cos^2 \Delta\theta - L_q \sin^2 \Delta\theta \\ L_q \sin^2 \Delta\theta + L_q \cos^2 \Delta\theta & -(L_d - L_q) \sin \Delta\theta \cdot \cos \Delta\theta \end{bmatrix}$$

이때  $\Delta\theta_e = 0$  이라면 식(2), 식(3)은 다음과 같이 간략화 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + e \cdot \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서  $e = \omega \cdot \phi_f$  이다.

DSP를 사용한 실제 디지털 시스템에서는 전압과 전류의 순시 값으로 식 (4)를 아래와 같이 차분 방정식으로 표시할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_\gamma(n) \\ i_\delta(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a T}{L_d} & \omega \frac{L_q T}{L_d} \\ -\omega \frac{L_q T}{L_q} & 1 - \frac{R_a T}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma(n-1) \\ i_\delta(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q V_\gamma(n-1) \\ L_q V_\delta(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L_d L_q} \cdot e \cdot \begin{bmatrix} L_q \sin\Delta\theta \\ -L_d \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

한편 추정된  $v, \delta$  축이 d, q 축과 일치하는 이상적인 상황에서는 ( $\Delta\theta_e = 0, e = e_M = K_E \omega$ ), 식 (1)에 기초하여 아래와 같은 차분 방정식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} i_{M\gamma}(n) \\ i_{M\delta}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a T}{L_d} & \omega \frac{L_q T}{L_d} \\ -\omega \frac{L_q T}{L_q} & 1 - \frac{R_a T}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma(n-1) \\ i_\delta(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q V_\gamma(n-1) \\ L_q V_\delta(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L_d L_q} \cdot e_M \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -L_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (5)의 실제 전류는 전류 센서를 통해서 직접 측정할 수 있고 식 (6)의 예측 전류(estimated current)는 모터 파라미터와 한 step 전의 전압 전류 측정값을 이용하여 계산할 수 있다. 이때  $\Delta\theta_e$  가 작은 경우에 두 식 (5)와 (6)의 차는 아래와 같이 근사화하여 구해질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \end{bmatrix} = \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q \cdot e \cdot \sin\Delta\theta \\ L_d \cdot (e_M - e \cdot \cos\Delta\theta) \end{bmatrix} \approx \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q \cdot e \cdot \Delta\theta \\ -L_d \cdot (e - e_M) \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (7)에 의하면, v 축 전류오차가 위치오차에 그리고  $\delta$  축 전류오차는 역기전력의 오차에 비례함을 알 수 있다. 이 결과를 이용하면  $K_e, K_\theta$ 를 각각 역기전력 및 위치 추정 계인(gain)으로 정의하고 아래와 같은 위치 및 속도추정 알고리즘을 이끌어 낼 수 있다.

$$e_M(n) = e_M(n-1) - K_e \cdot \Delta i_\delta(n) \quad (8)$$

$$\theta_M(n) = \theta_M(n-1) + \frac{T}{K_E} \cdot e_M(n) + K_\theta \cdot \text{sgn} \{ \omega_{M0}(n-1) \} \cdot \Delta i_\gamma(n) \quad (9)$$

$$\text{sgn} \{ \omega_{M0}(n-1) \} = \begin{cases} 1: \omega_{M0}(n-1) \geq 0 \\ -1: \omega_{M0}(n-1) < 0 \end{cases} \quad (10)$$

### 2.2 Self-Tuning Algorithm

실제로 모터의 운전은 부하전류의 크기 및 운전 속도 주위 환경에 따라 모터 내부의 파라미터들이 변하게 되고 변하는 값은 모터의 저항, 인덕턴스, 역기전력 상수등 최초의 값에서 모두 변화를 하게 된다. 실제 운전에서는 정격상태의 해석 값을 주로 이용하며, 특히, 센서리스 벡터제어에서 가장 중요한 것은 이러한 모터 파라미터를 얼마나 정확히 알고 있는냐에 따라 알고리즘의 운전 및 성능에 큰 영향을 미칠 수 있게 된다.

실제로 센서리스 알고리즘의 추정기는 제어기 내에 모터의 모델을 구성한 방식으로 제어기내의 모델의 정확성에 따라 추정기의 계인이 달라진다. 위식에서  $K_\theta$ 는 모델 내에서 실측전류와 추정전류의 차이를 보정해주는 계인의 값인데 이러한 계인의 조정을 역기전력 상수에 의해 보정하는 수단이 될 경우 인덕턴스나 저항에 의한 변화 성분을 충분히 반영하지 못할 수 있게 된다. 그림 2는 이러한 계인 성분을 운전 속도 및 부하에 따라 Look-up table하여 적용하는 예를 나타낸다.

위치 오차 Self-Tuning Algorithm은 센서리스 추정 알고리즘의 회전자 오차가 모터 역기전력 상수의 값이 부하 및 운

전속도에 따라 변화하는 것으로 정의하고 온도 및 주위 운전 조건에 따른 상수 파라미터의 변동에 강인한 제어를 구성하여 운전 성능의 확보에 목적이 있다.

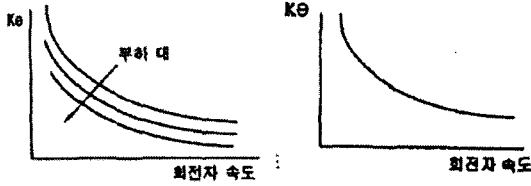


그림 2 회전자의 속도 및 부하에 따른 각 gain의 정의  
Fig. 2 Each gain value according to speed

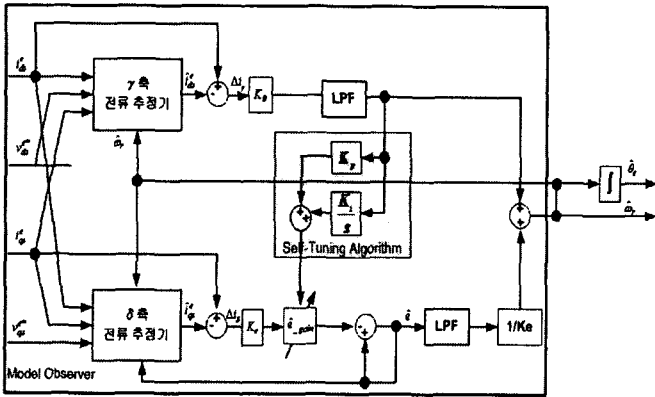


그림 3 제안한 Self-Tuning Algorithm 구성도  
Fig. 3 Proposed Self-Tuning Algorithm

식 (4)는  $\Delta\theta$ 의 값이 작을 경우 유추 될 수 있고 이를 만족하기 위해서는  $\Delta\theta$ 의 값이 0로 제어 되어야 한다는 점이다. 식 (4)에서  $\Delta\theta$ 의 값이 0가 되면  $d(v)$ ,  $q(\delta)$ 는 서로 완전히 분리될 수 있게 된다. 식 (7)에서  $\Delta\theta$ 가 0면  $\Delta i_v$ 는 0가 될 수 있으며 결과적으로  $\Delta i_v$ 을 0로 제어하면  $\Delta\theta$ 를 0으로 하여 회전자의 추정위치 오차를 0로 할 수 있게 된다.

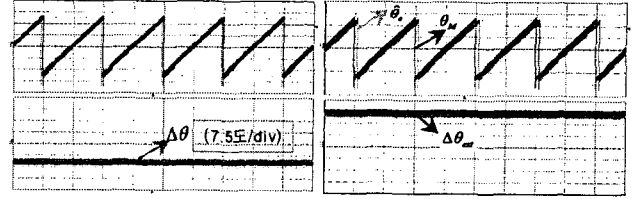
이는  $q(\delta)$ 에서 추정할 수 있는 역기전력의 값만 추정할 수 있으며 이는 현재 모터의 속도와 일치하게 되고 이는 모터 회전자의 위치를 정확히 추정할 수 있게 된다. 결과적으로 이러한 Self-Tuning Algorithm은 모터의 회전속도 또는 부하의 양에 관계없이 항상 회전자의 위치 오차를 0으로 제어 할 수 있도록  $K_e$  gain의 값을 조절하게 될 수 있다.

### 2.3 Simulation Results

본 논문에서 Simulation에 사용된 방식은 TI DSP33을 이용하여 전체 프로그램 내에 Motor모델을 구성하여 Simulation을 실행하였다.

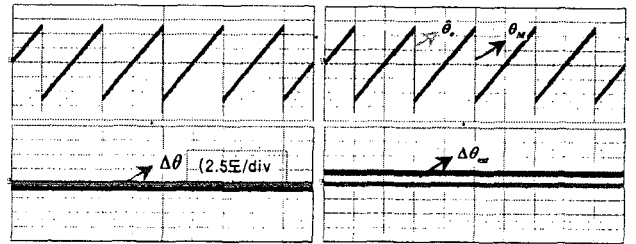
그림 4의 (a),(b)는 Self-Tuning 알고리즘을 적용하지 않은 상태에서 역기전력 상수( $k_e$ )의 값을  $\pm 20\%$  변동하였을 경우 동일부하 및 동일 속도에서 Motor 모델과 추정기의 회전자 위치 차이 ( $\Delta\theta$ ) 및 추정기내의 Iv전류와 d축 전류에 의한 추정기 위치 차이 ( $\Delta\theta_{est}$ )를 나타낸 것이다. 이때 시뮬레이션 상의 모터 모델과 추정기의 오차 성분이 존재하면 추정기의 오차  $\Delta\theta_{est}$ 에도 값이 반영되며, 앞서 언급한 바와 같이 이는 속도 및 부하, 온도 조건 등을 모두 고려하여 Look-Up table화하여 사용하는 방식이 일반적이다. 그림 5의 (a)(b)는 본 논문에서 제안하는 Self-Tuning 알고리즘을 적용한 경우에 역기전력 상수 ( $k_e$ )의 변동시의 회전자 위치 오차를 나타낸 경우이다. 이와 같

이 본 알고리즘의 적용 시 파라미터 변동시 발생하는 추정 오차 성분을 최소화 할 수 있으며 결론적은 운전 영역에 따라 강인한 추정기를 구성할 수 있게 된다.



(a) -20% Ke변동시 (b)+20% Ke변동시

그림 4 전형적인 파라미터 변동에 따른 회전자 위치 오차  
Fig. 4 The error angle of rotor and estimator without self-tuning algorithm



(a) -20% Ke변동시 (b)+20% Ke변동시

그림 5 제한한 방식에 의한 파라미터 변동에 따른 회전자 위치 오차  
Fig. 5 The error angle of rotor and estimator with self-tuning algorithm

그림 6은 파라미터의 변동 없이 Step속도 인가시의 회전자의 위치 및 추정기의 위치 성분의 차이를 나타낸 것이며 본 알고리즘의 적용 시 운전 속도에 따라 회전자의 위치를 0로 제어하여 운전 영역에 따라 강인한 제어의 성능을 확인할 수 있었다.

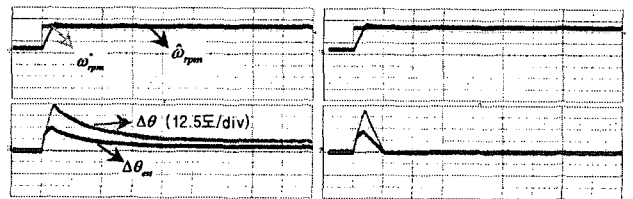


그림 6 실험 시스템의 구성(1000rpm → 5000rpm, 500ms/div)  
Fig. 6 Configuration of experimental system

### 3. 결론

본 논문에서는 Current Model Based Sensorless 알고리즘에서  $v$ ,  $\delta$ 축의 추정 전류와 실측 전류의 차이가 각각 회전자의 위치 오차 및 속도 오차를 나타내고 이러한 성분을 이용하여 회전자의 위치오차가 파라미터의 변화 및 운전속도에 따라 강인하게 제어 될 수 있도록 새로운 제어기를 제안하며 이를 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

### 참고 문헌

- [1] N.Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 43, no. 2, pp. 300-308, APRIL, 1996.
- [2] Caux, S., Peyras, L., Fadel, M., "Robust development of Matsui's observer", IECON, IEEE, 5-8 Nov. pp. 335 - 340 vol.1, 2002.