

향상된 전차원 자속 관측기를 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 넓은 영역 센서리스 속도제어 알고리즘 기법

Sensorless Speed Control Algorithm of IPMSM for Wide Speed Range with an Improved Full-Order Flux Observer

강 성 윤* · 윤 재 승* · 신 혜 응* · 이 교 범*

(Seong Yun Kang · Jae Seung Yoon · Hye Ung Shin · Kyo-Beum Lee)

Abstract - This paper proposes a sensorless control method to improve the performance of an internal permanent magnet synchronous motor (IPMSM) control by using a full-order flux observer in a wide speed range. The conventional sensorless control method uses a constant gain for high performance at low-speed region. However, this method has drawbacks such as an increased angle error and current ripple in the high-speed region due to the fixed gain value. In order to overcome this problem, the gain of the full-order flux observer is changed by considering the angle error in the whole speed range. The proposed method minimizes the angle error for each region of the speed range by applying a relevant gain value, which improves the current ripple reduction and motor noise cancellation. The validity of proposed sensorless control method is verified by a simulation and an experiment.

Key Words : IPMSM drive, Sensorless algorithm, Full-order observer, Wide speed range drive, Speed control

1. 서 론

IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Machine) 은 높은 토크밀도와 높은 효율, 작은 규격 등의 장점 때문에 전 기자동차용 전동기, 선박을 위한 전동기, 초고속 운전이 요구되는 전동기가 필요한 산업현장에서 많이 사용된다[1]. IPMSM은 주 로 벡터제어 방식을 이용하여 고성능의 구동을 하는데 이를 위해 서 회전자의 위치 정보가 필수적이며, 회전자의 위치 정보를 얻 기 위해 가격이 비싼 엔코더나 레졸버와 같은 속도센서를 주로 사용한다. 그러나 이러한 속도센서는 전체 시스템의 가격을 증가 시킬 뿐만 아니라 센서에서 출력되는 값의 노이즈 및 흔들림에 민감하며 펄스형 엔코더의 경우 속도 영역에 따라 요구되는 펄스 의 최적수가 다른 단점이 있다. 또, 외부환경에 노출되어 있어서 열악한 환경인 경우 신뢰성을 저하시킬 수 있다. 이러한 단점들 을 보완하기 위해 속도센서 없이도 회전자의 위치 정보를 얻기 위 한 센서리스 제어 연구가 활발히 진행되고 있다[2, 3].

산업현장에서 사용되는 대표적인 센서리스 기법으로는 EEMF (Extended Electromotive Force) 기반의 축소차원 관측기와 전 차원 자속관측기를 이용한 센서리스 기법이 있다. EEMF 기반의

축소차원 센서리스 기법은 모터 구동 시 발생하는 역기전력 성분 을 포함하고 있는 회전자 각의 오차 정보를 이용하는 방법이며, 이 오차 성분을 0으로 제어하여 회전자 위치 정보를 추정하는 방법이다. 이때 회전자 각의 오차 성분을 포함한 역기전력 성분 을 구하기 위해 축소차원 관측기를 이용하게 되어 계산량이 적으 며 구조가 간단하다는 장점이 있다. 하지만 역기전력 성분이 적 은 저속 영역에서 회전자 각의 위치를 정확히 추정하지 못하는 단점 이 있기 때문에 초기동기 필수적이다. 이에 비해 전차원 자속 관측기는 구조가 복잡하다는 점과 계인에 민감하다는 단점이 있 으나, 전류와 자속정보를 같이 추정하기 때문에 저속에서도 적용 이 가능하며 센서에 의한 노이즈와 왜곡현상에 대해 덜 민감하다 는 장점이 있다[4].

일반적인 전차원 자속관측기 센서리스 기법은 PMSM의 전압 방정식 및 상태 방정식의 전개를 통해 구해지게 되는데, 구해진 수식의 이득항은 전류 추정에 대한 이득항과 자속 추정에 대한 이득항으로 나눌 수 있다. 두 부분의 이득항 모두 모터의 각속도 값이 포함된다. 특히, 자속 추정에 대한 이득항은 분모에 각속도 값이 포함되어 저속영역일 경우 이득값이 커져 추정성능을 저하 시킬 수 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 자속 추정에 대한 이득항의 각속도값을 고정상수로 설정하여 저속영역에서 향상된 성능을 보이는 알고리즘은 기존에 제안되어있다[4]. 하지만 고정 된 상수로 이득항을 설정한다면 고속영역에서 필요한 이득값에 도달하지 못하여 추정성능이 저하될 수 있으며, 고속영역에서는 자속 추정에 대한 이득항의 각속도값 뿐만 아니라 전류 추정에 대한 이득항의 각속도 값에 의해 커지는 이득값으로 인해 회전자

* Corresponding Author : Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea
E-mail: kyl@ajou.ac.kr

* Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea.

Received : August 16, 2016; Accepted : January 16, 2017

위치 추정 성능이 저하될 수 있는 문제점이 발생한다.

본 논문에서는 넓은 속도 범위에서 회전자의 위치 성능을 향상시키며 전류 리플을 저감시키는 최적의 이득값이 적용된 전차원 자속관측기 센서리스 알고리즘을 제안한다. 제안하는 향상된 전차원 자속추기를 이용한 센서리스 알고리즘은 모든 속도 영역에서 자속 추정 이득항의 각속도 값과 전류 추정 이득항의 각속도 값을 각의 오차가 최소가 되는 상수로 가변함으로써 기존의 방법보다 성능이 향상된 알고리즘을 제안한다. 속도 정보는 추정된 회전자 위치로부터 PI제어기를 통해 추정된다. 또한 고속 영역에서 제안하는 알고리즘의 성능을 확인하기 위해 약자속 제어를 이용한 정격이상의 속도영역에서 제안하는 알고리즘의 성능을 검증한다. 제안하는 센서리스 알고리즘의 우수성은 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 검증된다.

2. IPMSM의 모델링

그림 1은 IPMSM의 회전자 단면도이다. 그림 1의 IPMSM의 단면도에서 d축은 영구자석과 공극, 철심으로 구성되어 있으며 q축은 영구자석이 없는 구조를 가진다. 그리고 q축은 영구자석이 통과하지 않기 때문에 d축 인덕턴스가 q축보다 더 크다. 회전자 표면은 적층형 규소강판이기 때문에 와전류손을 저감시킬 수 있으며, 회전자 내부에 자석이 위치하여 약자속 제어에 용이하다는 장점이 있다 [5].

그림 2는 IPMSM의 d-q축 등가회로를 나타낸다. 그림 2의 d-q축 등가회로에 대한 자속 모델링 방정식은 식 (1)과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{qs}^r \\ \lambda_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (1)$$

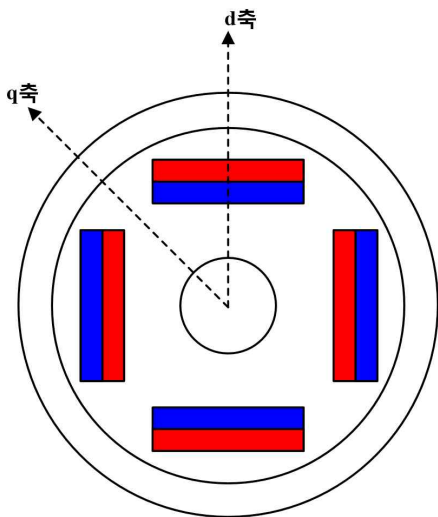


그림 1 IPMSM의 회전자 단면도
Fig. 1 Rotor section of IPMSM

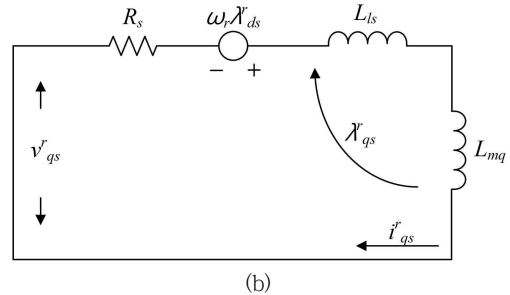
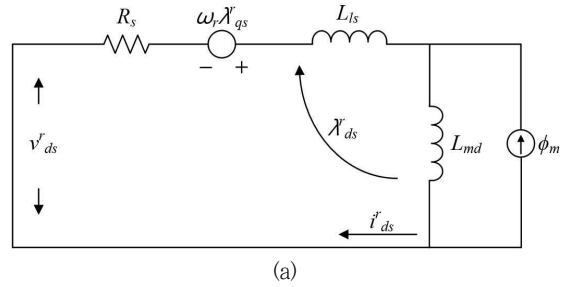


그림 2 IPMSM의 d-q축 등가회로: (a) d^r축, (b) q^r축

Fig. 2 d-q axis equivalent circuit of IPMSM: (a) d^r-axis and (b) q^r-axis

여기서, $\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_r \phi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix}$, ϕ_f 는 영구자석 자속, v_{dqs}^r 는 고정자 동기좌표계 전압, i_{dqs}^r 는 고정자 동기좌표계 전류, λ_{dqs}^r 는 고정자 동기좌표계 쇄교자속, L_{dq} 는 dq 인덕턴스, ω_r 은 회전자 각속도, p 는 미분연산자를 나타낸다.

3. 제안하는 전차원 자속 관측기 알고리즘

기존의 전차원 자속 관측기의 d-q축 행렬식은 자속 모델링 방정식으로부터 식 (2)와 같이 나타낸다[6].

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{\lambda}_{ds} \\ \hat{\lambda}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I & 0 & 0 & -\frac{j\hat{\omega}_r}{L_d} J \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} I & \frac{\hat{\omega}_r}{L_d} J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j\hat{\omega}_r J \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_r J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{\lambda}_{ds} \\ \hat{\lambda}_{qs} \end{bmatrix} + I \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$+ I \begin{bmatrix} h_{11} & 0 \\ 0 & h_{11} \\ h_{21} & 0 \\ 0 & h_{21} \end{bmatrix} [\hat{i}_d - i_d] + J \begin{bmatrix} 0 & -h_{12} \\ h_{12} & 0 \\ 0 & -h_{22} \\ h_{22} & 0 \end{bmatrix} [\hat{i}_q - i_q]$$

여기서, \hat{i}_{dq} 는 추정된 dq 전류, $\hat{\lambda}_{dqs}$ 는 고정자 dq 쇄교자속, $\hat{\omega}_r$

은 추정된 회전자 각속도, $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ 는 전차원 자속 관측기 이득을 나타낸다. 또한, 식 (2)에서 추정된 d-q 자속으로 식 (3)을 이용하여 회전자의 각을 추정할 수 있다.

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{qs}}{\hat{\lambda}_{ds}} \right). \quad (3)$$

전차원 자속 관측기의 이득 값을 구하기 위해 필요한 특성 방정식의 전개를 위해 식 (2)를 벡터 표시법의 원리를 이용하여 식 (4)와 같이 간단히 재 표현할 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -j\frac{\hat{w}_r}{L_d} \\ 0 & j\hat{w} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} h_{11} + jh_{12} \\ h_{21} + jh_{22} \end{bmatrix} [\hat{i} - i] \quad (4)$$

$$= A \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} + Bv + H[\hat{i} - i].$$

식 (4)를 이용하여 특성 방정식을 표현하면 식 (5)와 같으며

이차방정식의 두 근 $\alpha_1 + j\beta_1, \alpha_2 + j\beta_2$ 를 이용하여 전개한 결과를 통해 전류 추정을 위한 이득 항과 자속 추정을 위한 이득 항을 식 (6)과 식(7)로 나타낼 수 있다.

$$|sI - A - HC| = \left(s + \frac{R_s}{L_d} - h_{11} - jh_{12} \right) (s - j\hat{w}_r) + \frac{j\hat{w}_r}{L_d} (h_{21} + jh_{22}), \quad (5)$$

$$h_{11} + jh_{12} = \frac{R_s}{L_d} + \alpha_1 + \alpha_2 - j(\hat{w}_r - \beta_1 - \beta_2), \quad (6)$$

$$h_{21} + jh_{22} = -(\alpha_1 + \alpha_2)L_d + j(\hat{w}_r L_d - \frac{L_d}{\hat{w}_r}(\alpha_1 + j\beta_1)(\alpha_2 + j\beta_2)). \quad (7)$$

안정한 극배치를 위해 기존 방법의 이득 값을 적용하여 $\alpha_1 = -75, \alpha_2 = -1400, \beta_1 = 0, \beta_2 = 0$ 으로 설정한다. 기존 방법의 이득 값이 적용된 전차원 자속 관측기의 이득 항을 정리하면 식 (8)로 나타낼 수 있다[7].

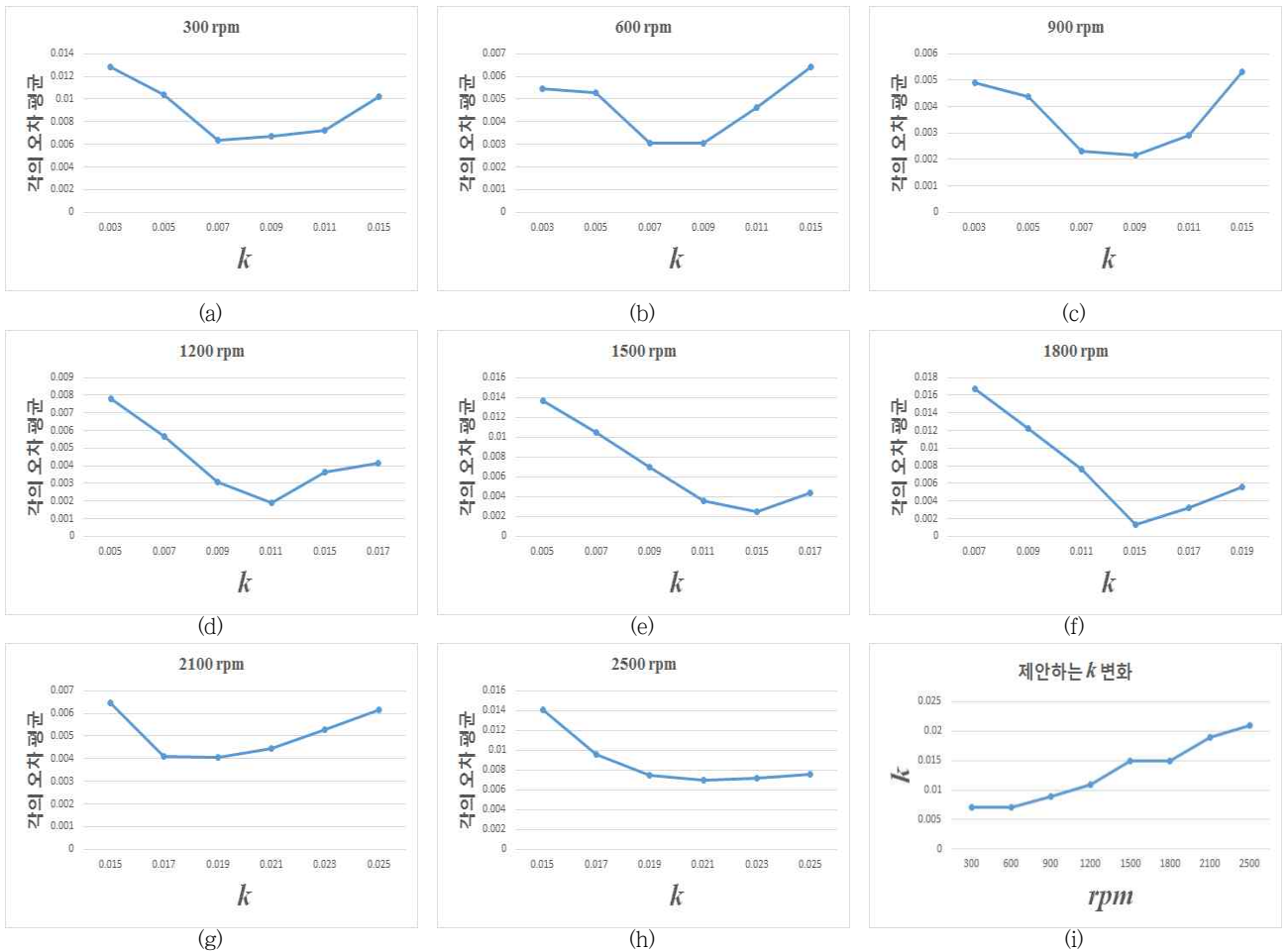


그림 3 실제 각과 추정 각의 오차를 이용한 k 값 설정.

Fig. 3 Selection of k value by using angle error.

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= \frac{R_s}{L_d} - 1475, \\
 h_{12} &= -\hat{w}_r, \\
 h_{21} &= 1475L_d, \\
 h_{22} &= \frac{1}{\hat{w}_r}(\hat{w}_r^2 L_d - 105000L_d)
 \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 h_{11}, h_{12} 는 전류 추정에 대한 이득 항이며, h_{21}, h_{22} 는 자속 추정에 대한 이득 항이다. 기존에 존재하는 전차원 센서리스 제어 기법 중 h_{22} 의 분모에 전동기 각속도의 성분이 포함되어 저속 영역에서 h_{22} 의 이득 값이 커져 회전자 위치 추정 성능이 저하되는 문제를 해결하기 위해 분모의 전동기 각속도 성분을 100으로 고정하여 제안한 기법이 존재한다[4]. 이 제안법은 저속에서 향상된 성능을 가질 수 있으나, 고속영역에서는 100으로 고정된 성분으로 인해 h_{22} 의 이득값이 추정에 최적값으로 변환되지 않는다는 단점이 있다. 또한, 전차원 자속 관측기 이득항에 포함된 모든 각속도의 성분이 고속영역에서 커져 전류 및 자속 추정 성능의 저하를 야기한다.

기존의 전차원 자속관측기의 단점을 보완하기 위해 본 논문에서는 각 속도 영역에서 추정 각과 실제 각의 오차를 반영한 최적의 이득 값을 적용함으로써 넓은 속도영역에서 향상된 추정 성능을 가지는 전차원 자속 관측기를 제안한다. 식 (9)는 제안하는 전차원 자속 관측기의 이득을 나타낸다. 각 이득 항에 포함된 각속도의 역수를 k 로 치환하여 최적의 k 값을 적용하였다.

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= \frac{R_s}{L_d} - 1475, \\
 h_{12} &= -\left(\frac{1}{k}\right), \\
 h_{21} &= 1475L_d, \\
 h_{22} &= (k)\left(\left(\frac{1}{k}\right)^2 L_d - 105000L_d\right).
 \end{aligned} \tag{9}$$

그림 3은 각 속도 영역에서 실제 각과 추정 각의 오차의 평균이 최소가 되는 k 값을 찾기 위한 시뮬레이션 결과를 그래프로 나타낸 그림이다. 최적의 k 값을 기준으로 각의 오차 평균은 좌우로 발산하며, 이를 통해 속도 영역에서 최적의 k 값이 존재하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 300 rpm 단위로 최적의 k 값을 적용하였다. 300 rpm보다 작은 단위에서는 k 의 변동량이 매우 작기 때문에 300 rpm 단위의 최적 k 설계를 제안하였다. 그림 3(i)는 구해진 k 의 넓은 속도 구간에서 적용될 최적의 이득값 정리 결과이므로, 전차원 자속 관측기의 각속도 성분의 역수를 대신해서 사용함으로써 추정의 성능을 향상시킬 수 있다.

4. 고속 운전을 위한 약자속 제어

IPMSM은 SPMSM보다 고속운전 시 기계적으로 강인하기 때문에 고속운전을 위한 영구자석 동기기로 IPMSM이 주로 사용된

다. 영구자석 동기 전동기에서 계자 자속은 영구자석으로부터 발생하기 때문에 직접 제어할 수 없고 d축 고정자 전류를 흘려 반대 방향으로 자속을 발생시켜 공극의 유효 자속크기를 줄이는 방법을 이용한다. 약자속 제어의 여러 방법 중 본 논문에서는 정상상태의 전동기 방식으로부터 최대 토크를 발생시키는 전류 지령을 구하는 기존의 방식을 이용하여 고속 운전을 위한 약자속 제어를 수행하였다[8].

기존의 약자속 제어 방법을 이용하기 위해서 필요한 전류 범위와 전류로 표현된 전압 범위를 식 (10)과 (11)로 나타낼 수 있다.

$$(i_{ds}^r)^2 + (i_{qs}^r)^2 \leq I_{smax}^2 \tag{10}$$

$$(\omega_r L_{qs} i_{qs}^r)^2 + (\omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_m)^2 \leq V_{smax}^2 \tag{11}$$

여기서, I_{smax} 는 고정자 전류 최대값, V_{smax} 는 고정자 전류 최대값을 나타낸다. 또한, 전류와 전압 제한내에서 최대 토크를 발생시키는 전류 지령을 구하기 위해 IPMSM의 출력토크 식을 대입하여 정리한다면 기존의 약자속 제어 시 필요한 d-q축 전류지령을 얻을 수 있다.

그림 4는 전압 제한 타원과 전류 제한 원 및 출력토크를 고려한 약자속 제어 기법의 운전점을 나타낸다. 만약 모터 속도가 정격보다 증가하면, 전압 제한 타원의 크기가 감소되어 A지점에서 B지점으로 운전점이 옮겨지게 되는데 B지점은 전류 제한 원의 밖에 위치하게 되어 제어가 불가능하다. 또 MTPA 제어를 유지한다면 A지점에서 D지점으로 운전점이 이동하게 되는데 이때, 출력 토크가 많이 감소됨을 확인할 수 있다. 또한, A지점에서 C지점으로 운전점을 옮기면 출력 토크는 감소하지만 전압과 전류의 제한 조건 모두 고려할 수 있다. 이와 같은 약자속 제어 시 필요한 최적의 d-q축 전류를 구하면 식 (12), (13)과 같다.

$$i_{ds}^r = \frac{L_{ds}\phi_m - \sqrt{(L_d\phi_m)^2 + (L_q^2 - L_d^2)(\phi_m^2 + (L_q I_s)^2 - (V_{smax}/\omega_r)^2)}}{(L_q^2 - L_d^2)} \tag{12}$$

$$i_{qs}^r = \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^r{}^2}. \tag{13}$$

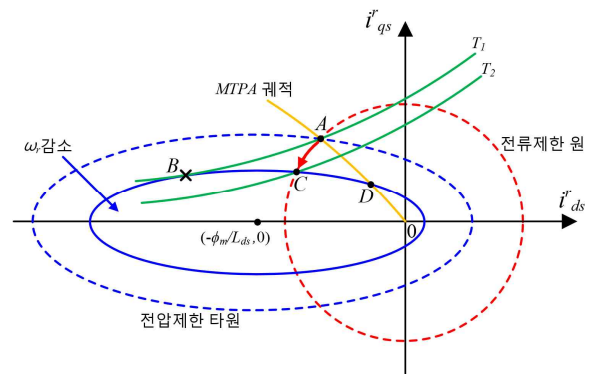


그림 4 전압 제한 타원과 전류 제한 원 및 토크 곡선

Fig. 4 Voltage limit ellipse, current limit circle, and torque curve graph

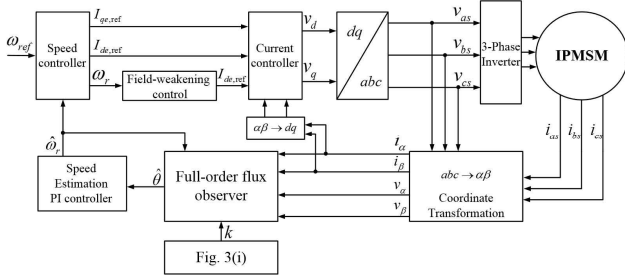


그림 5 제안하는 전차원 자속 관측기 제어 블록도.
 Fig. 5 Control block of proposed full-order flux observer.

그림 5는 제안하는 알고리즘의 제어 블록도를 나타내며, 본 논문에서는 IPMSM의 정격속도인 1750 rpm에서 기존의 약자속 제어 기법의 식 (12), (13)을 이용하여 고속 영역의 특성을 확인하기 위해 2500 rpm까지 구동 시뮬레이션 및 실험을 진행하였다.

5. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 넓은 속도 영역에서 추정 성능이 향상된 전차원 자속 관측기와 기존의 자속 관측기의 성능 비교를 위해 PSIM tool을 사용하여 시뮬레이션을 진행 하였다. 표 1은 시뮬레이션 및 실험을 위한 IPMSM의 파라미터 값을 나타낸다.

그림 6은 일반적인 전차원 자속 관측기를 나타낸다. 속도는 저속영역인 50 rpm에서 고속영역인 2500 rpm까지 속도 가변 시 시뮬레이션 결과이다. 그림 6의 구성은 회전각(실제 각, 추정 각), 모터 속도(속도지령, 실제속도, 추정속도), 동기좌표계 d-q축 지령전류 및 실제전류, a상 출력전류, 실제 각과 추정 각의 오차로 이루어져 있다. 일반적인 전차원 자속 관측기는 저속영역에서 자속 추정 이득 향에 각속도 성분을 포함하고 있기 때문에 회전자의 위치 추정 성능이 매우 저하된 것을 확인할 수 있다. 또한, 고속영역에서 실제 각과 추정 각의 오차 및 전류 추정 이득향의 각속도 성분으로 인해 동기좌표계 q축 전류 리플이 심한 것을 확인할 수 있다.

표 1 IPMSM의 파라미터
 Table 1 Parameter of IPMSM

Parameter	Value	Parameter	Value
R_s	0.349 Ω	Rated speed	1750 rpm
L_d	13.17 H	Rated current	19.9 A
L_q	15.60 H	$V_{pk}/krpm$	287.03
P	6	Rated power	11 kW
ϕ_m	0.554 Wb	α_1, α_2	-75, -1400
Gain	Fig. 3(i)	β_1, β_2	0, 0

그림 7은 그림 6의 일반적인 전차원 자속 관측기의 저속영역에서 회전자 위치 추정 성능 저하 문제점을 개선한 알고리즘이다. 전차원 자속관측기 이득향 중 h_{22} 에서 분모에 각속도 성분을

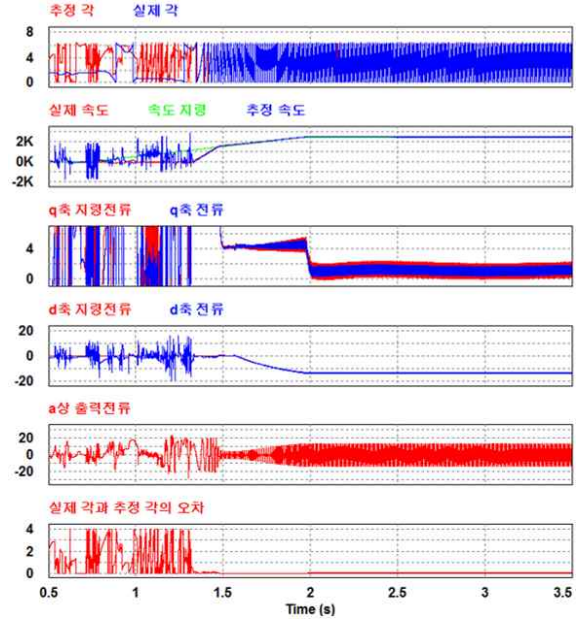


그림 6 일반적인 전차원 자속 관측기
 Fig. 6 General full-order flux observer

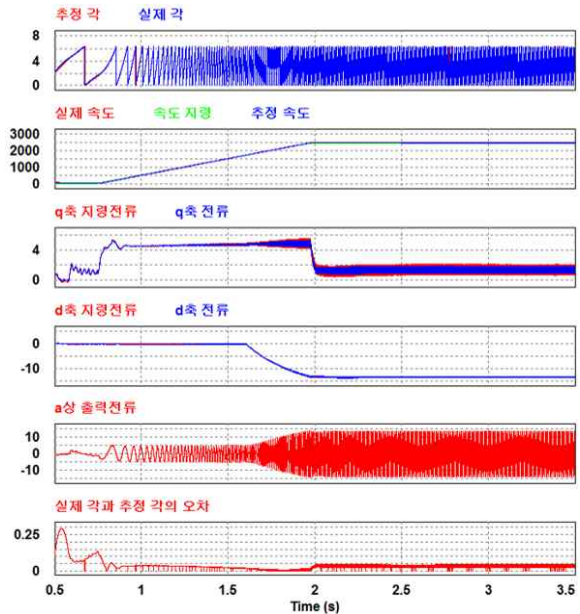


그림 7 저속영역에서 추정 성능이 향상된 기존 전차원 자속 관측기
 Fig. 7 Convectional full-order flux observer for improving estimate performance in low speed area

고정상수 100으로 정하여 제어한 알고리즘이다. 그림 7의 구성은 그림 6의 구성과 동일하며, 그림 6에 비해 저속영역에서 추정 각과 실제 각의 오차가 줄어든 것을 확인할 수 있다. 하지만, 고속 영역에서 고정상수 성분과 h_{11}, h_{12} 전류 추정 이득 향의 각속도

성분에 대한 영향으로 동기좌표계 d-q축 전류 리플이 큰 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 제안하는 향상된 전차원 자속 관측기 알고리즘을 이용한 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 결과 구성은 그림 6, 7과 같다. 제안하는 전차원 자속 관측기를 사용하였을 때, 저속영역에서 실제 각과 추정 각의 오차가 가장 작으며 고속영역에서 동기좌표계 d-q축 전류 리플이 가장 작은 것을 확인할 수 있다. 또한, 50 rpm에서 2500 rpm까지 정상적으로 속도제어가 가능한 것을 확인할 수 있다.

표 2는 시뮬레이션 결과를 통해 얻은 각의 오차 평균과 동기좌표계 q축 전류 리플을 비교한 표이다. 제안하는 전차원 자속 관측기 알고리즘을 이용했을 때, 일반적인 전차원 자속 관측기에 비해 동기좌표계 q축 전류 리플이 약 80% 감소하는 것을 확인할 수 있으며, 각의 오차 평균 또한 기존의 두 전차원 자속 관측기 알고리즘 보다 가장 작은 값을 가지는 것을 확인할 수 있다.

본 시뮬레이션 결과로부터 고속영역에서 전차원 자속관측기

표 2 실제 각과 추정 각의 오차 평균과 동기좌표계 q축 전류 리플

Table 2 Angle error and synchronous q-axis current ripple

	각의 오차 평균	동기좌표계 q축 전류 리플
일반적인 전차원 자속 관측기	0.414	2 A
고정상수를 사용한 기존의 자속 관측기	0.038	1.4 A
제안하는 향상된 자속 관측기	0.025	0.4 A

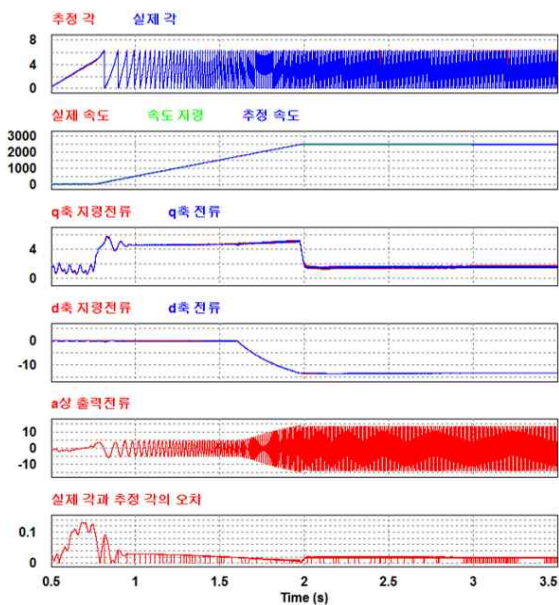
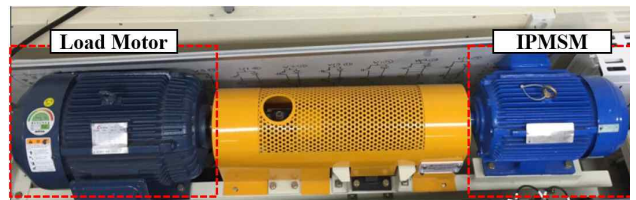


그림 8 제안하는 향상된 전차원 자속 관측기
Fig. 8 Proposed full-order flux observer

이득항의 각속도 성분으로 인해 추정 성능이 저하되는 것을 확인할 수 있으며, 기존의 전차원 자속관측기 보다 제안하는 전차원 자속관측기가 저속영역에서 고속영역까지 넓은 속도 범위에서 가장 추정 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다.

6. 실험 결과

본 논문에서 제안하는 향상된 전차원 자속 관측기 알고리즘의 실험을 위해 IPMSM을 사용하였으며 사용된 IPMSM의 파라미터는 표 1과 동일하다. 그림 9는 제안하는 알고리즘의 검증을 위한 실험세트를 나타낸다. 그림 9(a)는 3상 IPMSM과 부하모터를 나타내고, 그림 9(b)는 제어보드와 인버터를 포함한 전력보드를 나타낸다. 실험은 100 μs의 제어주기에서 속도제어를 수행하였다.



(a)



(b)

그림 9 실험 세트: (a) IPMSM 구동을 위한 MG-set, (b) 제어보드
Fig. 9 Experiment set: (a) MG-set for IPMSM drive and (b) Control board

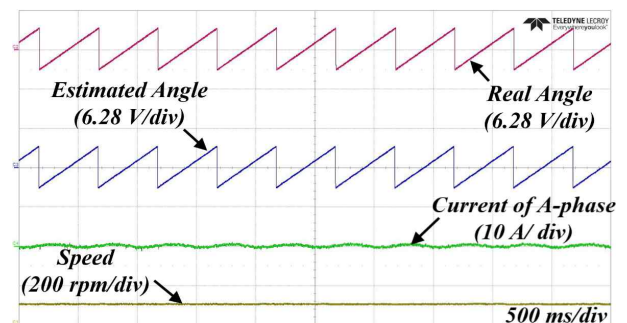


그림 10 100 rpm에서 실제 각과 추정 각 비교
Fig. 10 Compare real angle to estimated angle in 100 rpm

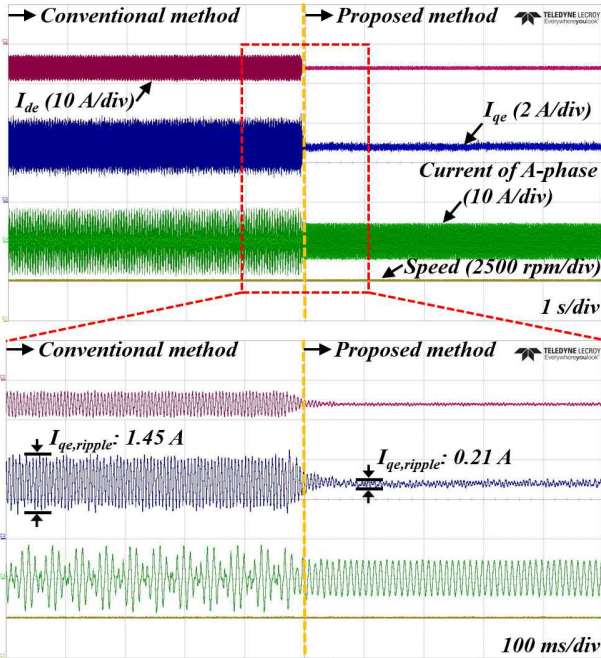


그림 11 2500 rpm에서 기존 알고리즘과 제안하는 알고리즘 비교
Fig. 11 Compare conventional method to proposed method in 2500 rpm

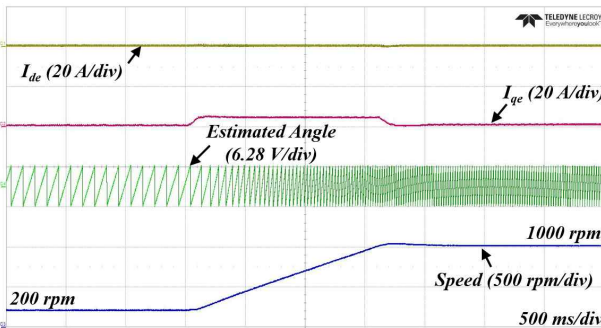


그림 12 제안하는 알고리즘을 이용한 속도제어(200 rpm → 1000 rpm)
Fig. 12 Speed control (200 rpm → 1000 rpm) using proposed method

그림 10은 100 rpm에서 실제 각과 추정 각을 비교하는 시험 파형을 나타낸다. 그림 10은 위에서부터 실제 각, 추정 각, a상 출력전류, 전동기 속도로 구성되어 있다. 100 rpm에서 실제 각과 동일하여 각을 추정하고 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 고속영역인 2500 rpm에서 기존 전차원 자속 관측기 알고리즘과 제안하는 전차원 자속 관측기 알고리즘을 비교한 실험 파형이다. 그림 11은 위에서부터 동기좌표계 d축 전류, 동기좌표계 q축 전류, a상 출력전류, 전동기 속도로 구성되어 있다. 기존의 전차원 자속 관측기 알고리즘은 속도 추정 이득항의 분모에 각속도가 포함된 항을 고정상수인 100으로 지정하여 사용한 알

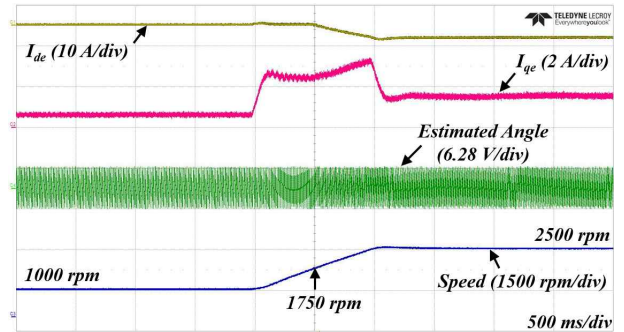


그림 13 제안하는 알고리즘을 이용한 속도제어(1000 rpm → 2500 rpm)
Fig. 13 Speed control (1000 rpm → 2500 rpm) using proposed method

고리즘이며, 제안하는 전차원 자속 관측기 알고리즘은 각의 오차 평균이 최소가 되는 값을 기준으로 전차원 자속 관측기 이득항의 각속도 성분을 모두 최적의 값을 사용한 알고리즘이다. 제안하는 알고리즘을 사용했을 때, 동기좌표계 q축 전류 리플이 0.21 A로 기존의 알고리즘 보다 약 85% 감소된 것을 확인할 수 있다. 또한, a상 출력 전류도 제안하는 알고리즘을 사용하였을 때, 정현적으로 나오는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 제안하는 알고리즘을 이용하여 저속영역에서 속도제어가 되는 것을 확인하기 위한 실험 파형이다. 그림 12는 위에서부터 동기좌표계 q축 전류, 동기좌표계 q축 전류, 추정 각, 전동기 속도를 나타낸다. 200 rpm에서 1000 rpm까지 속도제어를 수행하였으며 속도가 잘 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안하는 알고리즘을 이용한 추정 각도 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

그림 13은 제안하는 알고리즘을 이용하여 고속영역에서 속도제어가 되는 것을 확인하기 위한 실험 파형이다. 그림 13은 그림 12의 구성과 동일하다. 1000 rpm에서 2500 rpm까지 속도제어를 수행하였으며, 정격속도인 1750 rpm에서 약자속제어를 이용하여 2500 rpm까지 구동하였다. 동기좌표계 q축 전류 리플을 확인하기 위해 2 A/div을 이용한 실험 파형이며, 확인결과 고속영역에서도 작은 전류 리플을 가지는 것을 확인할 수 있다. 또한, 속도제어도 지령에 맞게 수행되는 것을 확인할 수 있다.

실험 결과를 통해 저속영역과 정격을 넘는 고속영역에서도 제안하는 향상된 전차원 자속 관측기를 이용한 센서리스 속도제어가 기존의 논문 보다 뛰어난 성능을 가진다는 것을 확인하였고, 전류 리플 또한 저감됨을 확인할 수 있었다.

7. 결 론

본 논문에서는 향상된 전차원 자속관측기 알고리즘을 제안한다. 전차원 자속관측기의 이득 항에 포함된 각속도 성분으로 인해 넓은 속도 영역에서 속도제어 시 저하되는 추정 성능을 보완하는 알고리즘을 제안한다. 제안하는 방법은 실제 각과 추정 각의 오차를 이용하여 넓은 속도 영역에서 전차원 자속관측기의 이

특항의 각속도 성분을 최적의 값을 적용함으로써 각의 오차를 최소화하고 동기좌표계q축 전류 리플을 최소화한다. 제안하는 전자원 자속관측기 알고리즘은 저속영역뿐만 아니라 정격이상의 고속영역에서도 향상된 성능을 보인다는 장점이 있으며, 제안하는 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험을 통해 증명하였다.

감사의 글

이 논문은 2016년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2016R1A2B4010636).

References

[1] S. J. Lee, T. W. Kim, and W. S. Kim, M. G. Kim, and Y. S Jung, "Performance Improvement of Sensorless Control of IPMSM Using Active Flux Concept by Improved Current Estimators," The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 6, pp. 587-592, Dec. 2013.

[2] S. C. Lee and Y. S. Jung, "Study on Speed Ripple Reduction Algorithm in Sensorless Controlled IPMSM," The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 21, No. 3, pp. 249-253, Jun. 2016.

[3] J. C. Lee and D. H. Chung, "Sensorless Vector Control for High Performance Drive of IPMSM," The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol. 51, No. 3, pp. 126-131, 2002.

[4] K. G. Lee, J. S. Lee, and K. B. Lee, "Sensorless Speed Control for PMSM Using an Improved Full-Order Flux Observer," The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 6, pp. 565-572, Dec. 2013.

[5] K. B. Lee, "Electric Motor Control," Hantee media.

[6] A. Matsumoto, M. Hasegawa, M. Tomita, and K. Matsui, "Algebraic Design of Full-Order Flux Observer for IPMSM Position Sensorless Control," In 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 1276-1281, 2011.

[7] K. G. Lee, J. S. Lee, and K. B. Lee, "Wide-Range Sensorless Control for SPMSM Using an Improved Full-Order Flux Observer," Journal of Power Electronics, Vol. 15, No. 3, pp. 721-729, May. 2015.

[8] J. H. Lee, J. H. Lee, J. H. Park, and C. H. Won "Field-Weakening Strategy in Condition of DC-Link Voltage Variation Using on Electric Vehicle of IPMSM," In 2011 IEEE-Conference Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, Aug. 2011.

저 자 소 개



강 성 윤 (Seong-Yun Kang)

2015년 아주대 전자공학과 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사 과정.
E-mail : ksy00510@naver.com



윤 재 승 (Jae Seung Yoon)

1996년 아주대 전자공학부 졸업. 2013년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.
E-mail : patorney@hanmail.net



신 혜 응 (Hye-Ung Shin)

2012년 군산대 전자정보공학부 졸업. 2014년 한양대 전자시스템공학과 졸업(석사). 현재 아주대 전자공학과 박사과정.
E-mail : hyeung123@naver.com



이 교 범 (Kyo-Beum Lee)

1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박사). 2003년~2006년, Aalborg 대학교 에너지기술학과(덴마크). 2006년~2007년 전북대 전기공학과 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 교수.
E-mail : kyl@ajou.ac.kr