

유도전동기 센서리스 벡터제어를 위한 고피나스 자속관측기의 P/PI 모드 전환

The P/PI Mode Switching Method of Gopinath Flux Observer for Sensorless Vector Control of Induction Motors

강명규* · 최종우†
(Myeong-Kyu Kang · Jong-Woo Choi)

Abstract - This paper presents a sensorless vector control algorithm of closed loop Gopinath flux observer to enhance the robustness at low speed by switching P/PI mode. Closed loop Gopinath flux observer has the problem in sensorless vector control of induction motor at low speed. This paper solves the problem using the characteristic function of closed loop Gopinath flux observer. P mode shows better performance than PI mode under the cut-off frequency of observer. But P mode always has a flux error due to DC offset, so this paper combines P mode and PI mode. This algorithm shows good performance over wide speed range. The performance has been confirmed through computer simulations using MATLAB SIMULINK and experiments.

Key Words : Gopinath flux observer, Induction motor, Vector control, Sensorless Control

1. 서 론

유도전동기는 단순한 구조로 제작이 용이하고 강인하며 가격이 저렴하여 다양한 산업현장에서 많이 사용되고 있다.[1] 유도전동기의 벡터제어를 위해서 토크분 전류와 자속분 전류로 나뉘어서 해석을 하게 되는데, 이를 위해서 속도정보와 자속정보는 필수적이다[2,3].

속도정보는 타코 제너레이터나 엔코더 등 속도센서를 이용하여 구할 수도 있고, 전류와 전압정보를 이용하여 추정할 수도 있다. 속도센서를 부착하여 속도를 검출하는 방법은 가격의 상승, 노이즈 문제, 시스템 크기의 증가 등의 문제점을 갖는다. 따라서 속도센서를 제거한 속도 센서리스 벡터제어 이용에 관한 연구들이 범용 유도전동기 구동분야에서 활발히 진행 중이다[4].

센서리스 벡터제어를 위한 속도를 계산하기 위하여 자속정보를 통하여 속도를 추정한다. 자속정보를 얻기 위해 속도 적응관측기, 확장 칼만필터를 사용하는 속도추정기, 모델 레퍼런스 적응 시스템, 고주파 신호 주입을 이용한 회전자자속 위치 검출 기법이 제안되었다[5~9].

유도전동기의 회전자자속을 추정하기 위한 여러 방법 중 전압 및 전류모델을 혼용한 고피나스 자속관측기는 모터상수 변화와 전압 오프셋 오차(voltage offset error)에 강인한 장점을 갖는다[10].

고피나스 자속관측기를 사용하는 회전자 자속기준 센서리스 벡터제어의 경우 모터상수와 전압, 전류 정보만으로 회전자자속을 얼마나 정확하게 관측하는지가 전체 시스템의 성능을 좌우한다. 하지만 고피나스 자속관측기를 비례적분(PI : Proportional-Integral) 제어기로 구성할 경우 저속에서 자속관측에 왜곡이 발생한다.

따라서 본 논문에서는 이러한 왜곡현상의 원인을 파악하고 자속관측기의 제어기 이득을 변화시켜 저속에서도 원활한 센서리스 구동을 가능하게 하였다. 제안된 알고리즘은 기존 고피나스 자속관측기에 속도 정보에 따른 적분기 이득만을 변화시키는 알고리즘으로 적용이 간단하다는 장점이 있다. 제안하는 알고리즘의 성능은 1.5 kW급 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션과 실험에서 확인하였다. 기존 고피나스 자속관측기와 제안하는 자속관측기를 비교하여 각 파라미터 오차별 응답특성을 시뮬레이션 및 실험을 통해서 확인함으로써 제안하는 알고리즘의 우수성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 속도추정기 [10]

본 논문에서 사용한 속도추정기는 q축 회전자자속을 이용한 속도추정기이다. 그림 1과 같이 자속관측기에서 관측한 자속각(θ^*)은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (1)$$

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

E-mail : jwchoi@ee.knu.ac.kr

* L&A Lab., LG Electronics, Co., Ltd.

Received : July 18, 2017; Accepted : November 21, 2017

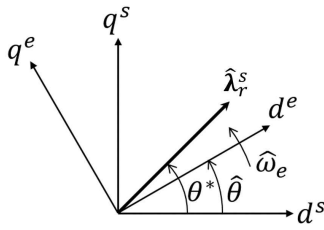


그림 1 자속각과 제어각

Fig. 1 Flux angle and control angle

여기서 정지좌표계 회전자자속은 식 (2)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{dr}^s &= |\hat{\lambda}_r^s| \cos\theta^* \\ \hat{\lambda}_{qr}^s &= |\hat{\lambda}_r^s| \sin\theta^* \end{aligned} \quad (2)$$

한편, 현재의 제어각 ($\hat{\theta}$)에서의 동기좌표계 q축 회전자자속은 식 (2)을 사용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{qr}^e = -\hat{\lambda}_{dr}^s \sin\hat{\theta} + \hat{\lambda}_{qr}^s \cos\hat{\theta} = |\hat{\lambda}_r^s| \sin(\theta^* - \hat{\theta}) \quad (3)$$

실제 자속각과 현재의 제어각의 오차가 작을 경우 식 (4)와 같이 근사화 할 수 있다. 즉, 동기좌표계 q축 회전자자속은 자속각과 제어각의 오차정보가 포함되어 있다.

$$\hat{\lambda}_{qr}^e = |\hat{\lambda}_r^s| \sin(\theta^* - \hat{\theta}) \approx \hat{\lambda}_{dr}^s (\theta^* - \hat{\theta}) \quad (4)$$

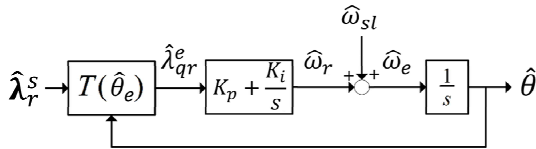


그림 2 속도 추정기 블록도

Fig. 2 Speed estimator

식 (4)를 이용하여 그림 2와 같이 속도추정기를 구성할 수 있다. 전술한 바와 같이 동기좌표계 q축 회전자자속에는 자속각과 제어각의 오차정보가 포함되어 있으며, 이 오차를 PI 제어를 사용하여 추정 속도를 수정하면, 정상상태에서 자속각과 제어각을 일치하게 되며 추정속도가 실제속도와 일치하게 된다. 본 논문에서는 그림 2의 속도추정기를 사용하여 센서리스 벡터제어에 필요한 속도정보와 위치정보를 추정하였다. 회전자자속으로만 속도와 위치를 계산하므로 자속관측의 정확도가 전체 시스템에서 사용하는 속도와 위치정보의 정확도와 직결되며 전체 성능을 좌우하게 된다.

2.2 페루프 고포나스 자속관측기 [11]

역기전력이 충분한 고속영역에서는 전동기 상수 변동에 강인한 전압모델로 관측한 자속정보를 신뢰할 수 있다. 하지만 저속

영역에서는 역기전력의 크기가 작기 때문에 전압 노이즈 및 업셋 등의 영향을 많이 받게 되는 전압모델이 관측한 자속정보가 부정확하므로 전류모델로 관측한 자속정보와 함께 사용하기 위하여 그림 3과 같이 페루프 고포나스 자속관측기를 구성하여 자속을 관측한다.

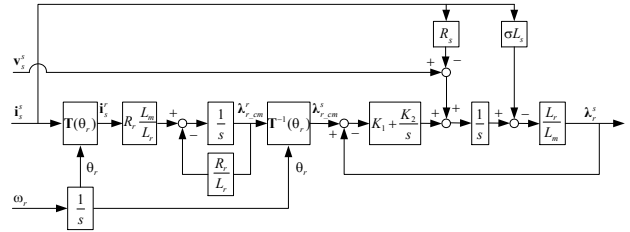


그림 3 페루프 고포나스 자속관측기

Fig. 3 Closed loop Gopinath flux observer

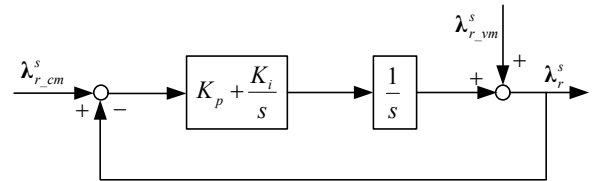


그림 4 PI 제어를 사용한 고포나스 자속관측기의 간략화된 개념도

Fig. 4 Simplified conceptual diagram of Gopinath flux observer using PI controller

그림 4는 고포나스 자속관측기의 간략화 된 개념도이다. $\lambda_{r_cm}^s$ 은 전류모델로 구한 회전자자속을 $\lambda_{r_vm}^s$ 은 전압모델로 구한 회전자자속을 의미한다. 그림 4에서 K_p 와 K_i 는 식 (5)와 같다. 식 (6)은 그림 4의 전달함수이며, 고주파 통과필터를 거친 전압모델 추정자속과 저주파 통과필터가 거친 전류모델 추정자속의 합이 최종 추정된 회전자 자속이 된다. PI 제어기의 이득을 2차 버터워스 필터(butterworth filter)의 개념에서 설계하면 식 (7)과 같다.

$$K_p = K_1 \frac{L_r}{L_m} \quad (5)$$

$$K_i = K_2 \frac{L_r}{L_m}$$

$$\lambda_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{r_cm}^s \quad (6)$$

$$K_p = \sqrt{2} \omega_c, K_i = \omega_c^2 \quad (7)$$

여기서 ω_c 는 2차 버터워스 필터의 차단각주파수(cut-off angular frequency)이다. 주파수가 높은 고속에서는 전압모델의 영향을 많이 받고, 주파수가 낮은 중저속에서는 전류모델의 영향을 많이 받는 것으로 해석할 수 있다. 센서리스 벡터제어를 위해

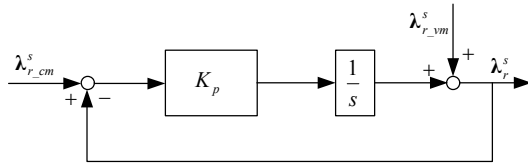


그림 5 P제어기를 사용한 자속관측기의 관략화 된 개념도
Fig. 5 Simplified conceptual diagram of Gopinath flux observer using P controller

속도에 따라서 ω_c 를 조절하여 각 속도영역에서 적절한 이득을 설정함으로써 원활한 자속관측이 가능하도록 설정할 수 있다[12].

2.3 폐루프 고피나스 자속관측기의 확장고 해석

그림 5는 자속관측기를 비례-적분(Proportional-Integral) 제어기가 아닌 비례(Proportional)제어기로 구성하여 간략화한 개념도이다. P 제어기로 구성된 전달함수는 식 (8)과 같이 나타난다.

$$\lambda_r^s = \frac{s}{s + K_p} \lambda_{r_vm}^s + \frac{K_p}{s + K_p} \lambda_{r_cm}^s \quad (8)$$

P 제어기의 이득은 $K_p = \omega_c$ 와 같이 차단각주파수와 선정할 수 있으며, 전압모델에는 1차 고주파 통과 필터(HPF : High Pass Filter)가, 전류모델에는 1차 저주파 통과 필터(LPF : Low pass filter)가 곁해진 형태로 이해할 수 있다

전압에 DC 오프셋이 있을 경우 전압을 교류성분과 직류성분으로 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 직류성분이 포함된 전압을 사용하여 전압모델로 회전자저항을 추정하면 식 (10)과 같이 되며, 직류를 적분한 우측 마지막항으로 인하여 발산하게 된다.

$$v_s^s = v_s^{s(ac)} + V_s^{s(dc)} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{r_vm}^s &= \frac{L_r}{L_m} \left\{ \int (v_s^s - R_s i_s^s) dt - \sigma L_s i_s^s \right\} \\ &= \frac{L_r}{L_m} \left\{ \int (v_s^{s(ac)} + V_s^{s(dc)} - R_s i_s^s) dt - \sigma L_s i_s^s \right\} \\ &= \frac{L_r}{L_m} \left\{ \int (v_s^{s(ac)} - R_s i_s^s) dt - \sigma L_s i_s^s \right\} + \frac{L_r}{L_m} \int V_s^{s(dc)} dt \end{aligned} \quad (10)$$

P 제어기를 사용한 자속관측기의 경우, 전압모델에 1차 고주파 통과 필터가 적용된 형태이며, 이 경우 전압오프셋 성분에 대한 정상상태 오차를 구하면 식 (11)과 같고, 전압오프셋의 영향이 자속관측에 영향을 미치는 것을 알 수 있다. PI 제어기를 사용한 자속관측기의 경우, 전압모델에 2차 고주파 통과 필터가 적용된 형태이며, 이 경우 전압오프셋 성분에 대한 정상상태 오차를 구하면 식 (12)와 같이 '0'이 된다. 즉, 전압오프셋에 대하여는 PI 제어기를 사용한 자속관측기가 유리함을 알 수 있다. 본 논문에서는 PI 제어기와 P 제어기로 구성된 고피나스 자속관측기를 각각 PI 모드와 P 모드로 구분하여 기술하였다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{L_r}{L_m} s \left(\frac{s}{s + K_p} \right) \frac{V_s^{s(dc)}}{s^2} = \frac{L_r}{L_m} \frac{V_s^{s(dc)}}{K_p} \quad (11)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{L_r}{L_m} s \left(\frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \right) \frac{V_s^{s(dc)}}{s^2} = 0 \quad (12)$$

다음으로 고피나스 자속관측기의 전압모델 회전자자속 대 최종 회전자자속과의 전달함수를 특성함수 $F(s)$ 로 정의하면, 회전자자속을 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다. P 모드인 경우, 특성함수는 식 (14)와 같고, PI 모드인 경우, 특성함수는 식 (15)와 같다[13].

$$\lambda_r^s = F(s) \lambda_{r_vm}^s + (1 - F(s)) \lambda_{r_cm}^s = \lambda_{r_cm}^s + F(s) (\lambda_{r_vm}^s - \lambda_{r_cm}^s) \quad (13)$$

$$F(s) = \frac{s}{s + K_p} \quad (14)$$

$$F(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (15)$$

이 특성함수에 대하여, P 모드와 PI 모드에 대하여 주파수 응답함수를 구해보면, 각각 식 (16)과 (17)과 같다.

$$F(j\omega_c) = \frac{\omega_c}{\sqrt{K_p^2 + \omega_c^2}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{K_p}\right)\right)} \quad (16)$$

$$F(j\omega_c) = \frac{\omega_c^2}{\sqrt{(K_i - \omega_c^2)^2 + (K_p \omega_c)^2}} e^{j\left(\pi - \tan^{-1}\left(\frac{K_p \omega_c}{K_i - \omega_c^2}\right)\right)} \quad (17)$$

속도에 따른 식 (16)과 (17)의 위상과 크기를 그래프로 나타내면 그림 6과 같다.

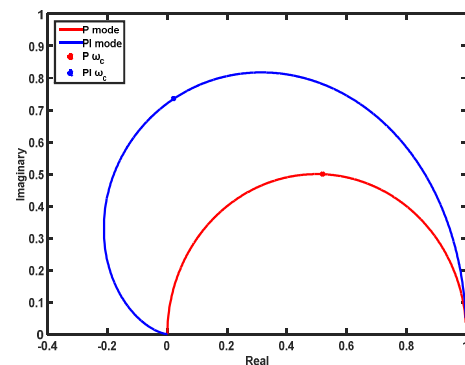


그림 6 속도에 따른 P 모드와 PI 모드 특성함수 주파수해석
Fig. 6 Frequency analysis of P mode and PI mode characteristic function according to speed

파란 실선은 PI 모드의 특성함수 주파수 해석에 따른 궤적이며, 빨간 실선은 P 모드의 특성함수 주파수 해석에 따른 궤적

다. 굵은 점으로 표시된 부분은 필터개념의 차단각주파수일 때의 크기와 위상을 나타낸다. P 모드와 PI 모드가 속도가 '0'일 때에는 $(0 + j0)$ 의 값을 가지고, 속도가 무한대가 되면 $(1 + j0)$ 의 값을 가진다. 식 (13)에 이 값을 대입해보면, 속도가 '0'일 때에는 전류모델로 추정된 회전자자속이며, 속도가 무한대가 되면 전압 모델로 추정된 회전자자속이 된다는 것을 의미한다. P 모드와 PI 모드의 궤적은 속도가 증가함에 따라 초기위치인 전류모델 회전자자속에서 최종적으로 전압모델 회전자자속으로 이동한다는 것은 동일하다. 그러나, 초기위치(전류모델 회전자자속)에서 최종 위치(전압모델 회전자자속)로 가는 경로가 두 모드가 서로 다르다.

P 모드의 경우, 속도가 증가함에 따라 초기위치(전류모델 회전자자속)에서 최종위치(전압모델 회전자자속)로 실수축을 따라 이동하는 것이 아니라, 빨간 실선으로 표시된 곡선을 따라 움직인다. 즉, 전압모델과 전류모델 회전자자속 추정값으로부터 약간 떨어진 궤적을 따라 회전자 자속 추정이 이루어진다는 것을 의미한다. 다시 말하면, 전압모델과 전류모델 사이에 오차가 있다면 회전자 자속 추정은 이 두 모델과 약간 떨어진 값으로 이루어진다.

PI 모드의 경우, P모드에 비하여 훨씬 더 큰 위상을 가지며 전류모델과 전압모델이 관측한 자속 영역을 많이 벗어난 자속정보로 왜곡되게 관측한다. 그러므로, PI 모드의 경우, 전압모델과 전류모델로 추정된 자속차이가 많이 난다면, 최종적으로 추정되는 자속은 이 두 모델과 상당히 떨어진 값으로 자속추정이 된다. 예로, 빨간 실선과 파란 실선의 궤적에서 굵은 점으로 표시된 부분은 차단각주파수일 때의 크기와 위상을 나타내는데, 이 때는 전압모델과 전류모델로 추정된 자속의 위치와 아주 멀리 떨어진 점으로 회전자 자속이 추정되며, PI 모드의 경우는 치명적인 결과를 낼 수도 있다. 센서리스 벡터제어에서 속도정보는 자속관측 위상정보의 정확도에 영향을 많이 받기 때문에 왜곡된 관측자속은 제어를 원활하지 못하게 한다. P 모드와 PI 모드의 속도추종실험을 비교하여 왜곡된 자속정보의 영향을 확인할 수 있다.

2.4 제안하는 자속관측기 P/PI 전환 기법

그림 7은 제안하는 알고리즘을 적용한 자속관측기 블록도이다. 이 알고리즘은 기존 고피나스 모델에서 그림 8과 같이 모드 전환점 ω_p 와 ω_{pi} 를 두어, 추정 속도에 따라 3가지 구간($\omega < \omega_p$, $\omega_p < \omega < \omega_{pi}$, $\omega > \omega_{pi}$)으로 구분하여 PI 제어기의 K_i 이득을 다르게 설정하는 알고리즘이다. 각 구간은 단점을 최소화 할 수 있는 제어기로 작동할 수 있도록 설정하였다. 앞서 저속에서 특성함수 주파수해석을 통해 PI 제어가 P 제어기에 비하여 왜곡이 심한 구간을 P 제어기로 작동하도록 설정하고 고속에서는 PI 제어기로 작동하도록 설정하여 전압 윗셋으로 인한 자속오차를 제거하였다. 자속관측이 연속적으로 이루어질 수 있도록 P 모드와 PI 모드 중간에 PPI 모드를 설정하여 모드전환으로 인한 급격한 변화는 없도록 하였다. 다음은 각 모드의 설정방법이다. P 모드는 추정속도가 K_i 보다 작을 때 K_i 이득을 '0'의 값으로 설정하여 P 제어기만 사용하는 영역이다. PPI 모드는 P 모드에서 PI 제어를 사용하는 PI 모드로 전환되기 위한 단계로 적분기 이득을 부드럽

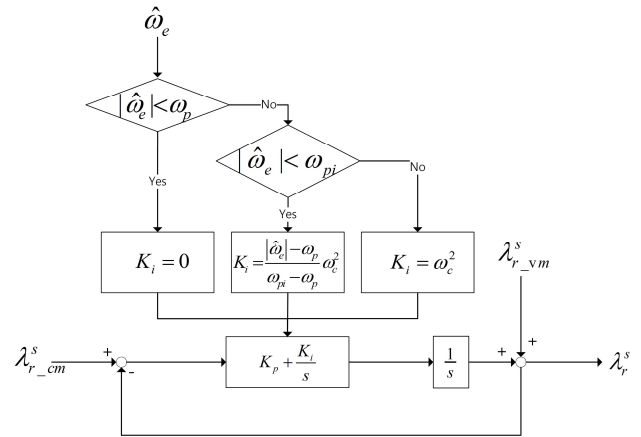


그림 7 제안하는 P/PI 모드 전환 자속관측기 블록도

Fig. 7 Block diagram of the proposed flux observer with P/PI modes switching

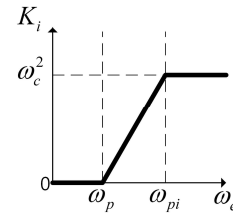


그림 8 속도에 따른 K_i 이득

Fig. 8 K_i gain according to speed

게 변화시키는 영역이다. 추정속도가 ω_p 와 ω_{pi} 사이 영역으로 속도가 증가할수록 식 (18)를 사용하여 점차적으로 K_i 이득을 PI 모드 이득 값으로 높여 PI 모드로 자연스럽게 변화시킨다.

$$K_i = \frac{|\hat{\omega}_e| - \omega_p}{\omega_{pi} - \omega_p} \omega_c^2 \quad (18)$$

PI 모드는 추정속도가 ω_{pi} 보다 큰 속도영역으로 K_i 이득을 기존 PI 제어기 이득인 ω_c^2 으로 설정하여 완전한 PI 제어기로서 작동하도록 한다.

그림 9는 모터상수 오차, 전압/전류 정보의 오차에 따라 전압 모델과 전류모델의 회전자자속 추정값이 서로 다른 값을 가질 때를 가정하고 각 모드별 자속관측을 속도에 따라 해석한 궤적이다. 빨간색 실선이 P 모드의 궤적을 파란색 실선은 PI 모드의 궤적을 마지막으로 녹색 점선은 PPI 절환모드의 궤적을 나타낸다. $\lambda_{r_vm}^s$ 은 전압모델, $\lambda_{r_cm}^s$ 은 전류모델로 관측한 회전자자속이며 속도가 증가하면서 최종 추정된 회전자자속 궤적은 전류모델에서 전압모델이 관측한 자속정보와 가까워진다. PI 모드의 경우 차단각 주파수 ω_c 보다 낮은 속도영역에서 $\lambda_{r_vm}^s$ 과 $\lambda_{r_cm}^s$ 의 두 값에서 매우 벗어나 크기 오차와 위상 오차가 심각한 것을 확인할 수 있다. 이러한 크기와 위상오차로 인하여 $\lambda_{r_vm}^s$ 과 $\lambda_{r_cm}^s$ 의 회전자

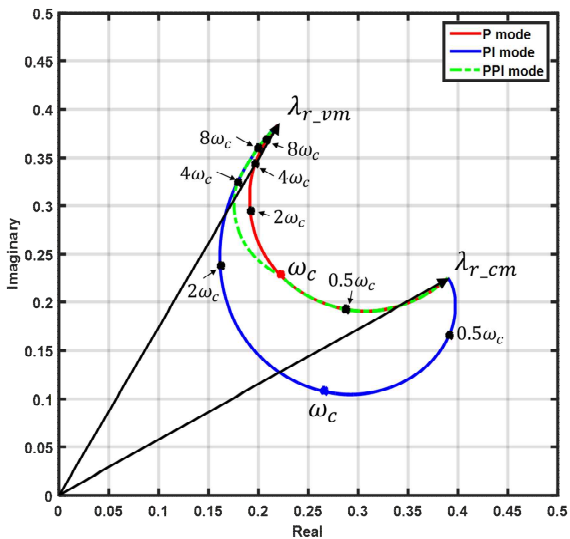


그림 9 각 모드별 관측자속 궤적

Fig. 9 Flux trajectories according to 3 types of mode observers

자속 추정값과 오차가 큰 영역에 있을 경우에는, 회전자 자속의 위치와 크기에 큰 오차가 발생하게 되며, 센서리스 벡터제어의 경우 차단각 주파수 아래 속도영역에서 벡터제어가 불가능하게 된다. PPI 모드로 나타낸 점선은 자속관측기에 제한하는 알고리즘을 적용하여 $\omega_p = \omega_c$, $\omega_{pi} = 4\omega_c$ 로 설정하였을 때 모습이다. 제한하는 알고리즘을 적용한 경우 차단각주파수 아래 저속에서는 P 제어기를 사용하여 PI 모드 보다 위상오차와 크기에 왜곡이 작은 것을 확인할 수 있으며 이후 전환점을 지나는 모드전환이 연속적으로 이뤄져 PI 모드보다 크기 및 위상 오차를 크게 줄일 수 있음을 확인할 수 있다.

본 논문은 위 특성함수 궤적을 바탕으로 모드전환점 ω_p 와 ω_{pi} 의 최적설정을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

2.5 모의실험 및 실험

표 1은 모의실험과 실험에 사용된 Leroy sommer사의 1.5 kW 급 유도전동기의 제원이다. 또, 표 2에 모의실험과 실험에 사용된 제어 파라미터를 표시하였다.

표 1 유도전동기 사양

Table 1 Ratings and parameters of induction motor

유도기 주요 특성	적용 제원 사양
Rated power	1.5 [kW]
Poles	4
Rated speed	1,435 [rpm]
Rated frequency	50 [Hz]
Rated slip frequency	2.17 [Hz]
Motor inertial (J_m)	0.005 [kgm^2]
Rated current (I_{s_rate})	5.5 [A]

표 2 제어 파라미터

Table 2 Control parameters

파라미터 명	파라미터 값
Cutoff frequency of flux observer	12.57 [rad/s]
Bandwidth of PI flux controller	30 [rad/s]
Bandwidth of IP speed controller	30 [rad/s]
Bandwidth of PI current controller	1,500 [rad/s]
Bandwidth of speed observer	150 [rad/s]

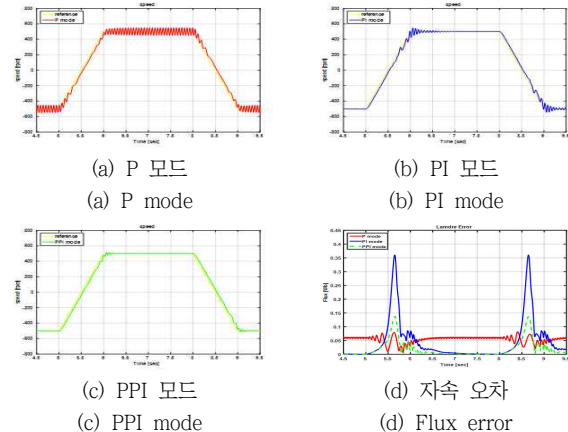


그림 10 ± 500 rpm 램프 속도 지령에서의 제어 모드별 속도파형 및 자속오차 (시뮬레이션)

Fig. 10 Speed waveforms and flux error according to control modes in ±500 rpm ramp speed reference (simulation)

그림 10은 ± 500 rpm의 램프 속도 지령을 인가하였을 경우, 각 제어모드별 속도파형 및 자속오차이다. 0.5V의 전압오프셋을 가정하고 시뮬레이션을 진행하여 오프셋에 의한 영향을 반영하였다. 이 시뮬레이션에서의 모드 변환점 ω_p 는 2 Hz이고 ω_{pi} 는 8 Hz으로 설정하였다. 그림 10의 각 모드의 파형을 비교분석하면 P 모드는 과도상태에서 PI 모드에 비하여 좋은 성능을 나타내지만 전압 오프셋이 있을 경우에 전압 오프셋에 의한 자속오차로 인하여 정상상태에는 속도에 리플(ripple)이 발생한다. PI 모드는 정상상태에서 전압 오프셋에 의한 영향이 사라져서 좋은 성능을 나타내지만 속도가 증가 혹은 감소하는 구간에서 자속오차로 인한 과도상태 추종 성능이 나쁜 것을 확인할 수 있다. 제한하는 방법은 과도상태와 정상상태에서 모두 우수한 응답특성을 보인다. 그림 10(d)는 실제 회전자자속과 관측한 회전자자속사이의 거리를 자속오차로 나타낸 파형이다. 이 파형에서도 녹색 점선으로 표현되는 PPI 모드의 자속오차가 가장 작은 것을 확인할 수 있다. 또, P 모드의 경우, 정상상태에서 자속오차가 크게 나타내며, PI 모드의 경우 과도상태에서 자속오차가 크게 나타남을 확인할 수 있다.

그림 11은 ω_{pi} 의 최적점을 찾기 위한 실험파형이다. 속도지령은 -500 rpm과 500 rpm 사이를 램프형으로 변환하여 각 모드 변환점을 모두 거치도록 하여 모드 변환점의 위치변화에 따른 속도응답특성을 확인하였다. ω_p 를 2 Hz로 차단각주파수와 같게 고

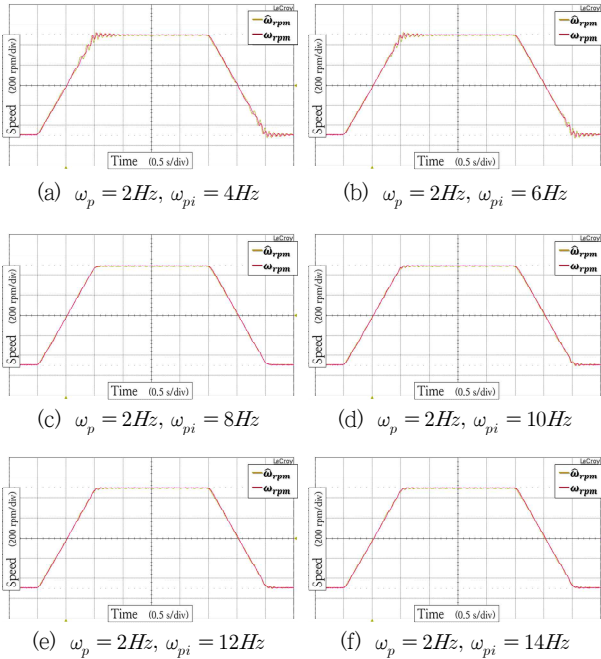


그림 11 ω_{pi} 변화에 따른 ± 500 rpm 램프 속도 지령 추종파형 (실험파형)

Fig. 11 Speed waveforms according to different ω_{pi} in ± 500 rpm ramp speed reference (experiments)

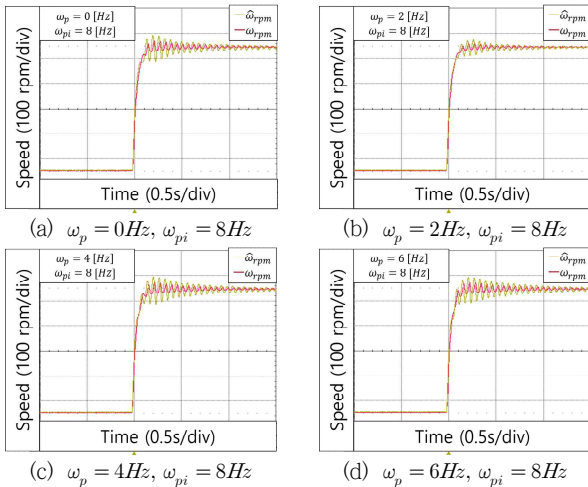


그림 12 ω_p 변화에 따른 500rpm 스텝 속도 지령 추종파형 (실험파형)

Fig. 12 Speed waveforms according to different ω_p in 500 rpm step speed reference (experiments)

정하고 ω_{pi} 를 다르게 설정하며 실험하였다. ω_{pi} 가 ω_c 의 4배 이상인 8 Hz 이상 속도 과도 응답특성에서 적절한 응답특성을 보이는 것을 확인하였다. 이 실험을 통하여 PPI 모드에서 PI 모드로 전환이 매끄럽게 이뤄지는 지점이 차단각주파수 ω_c 의 4배 이상임

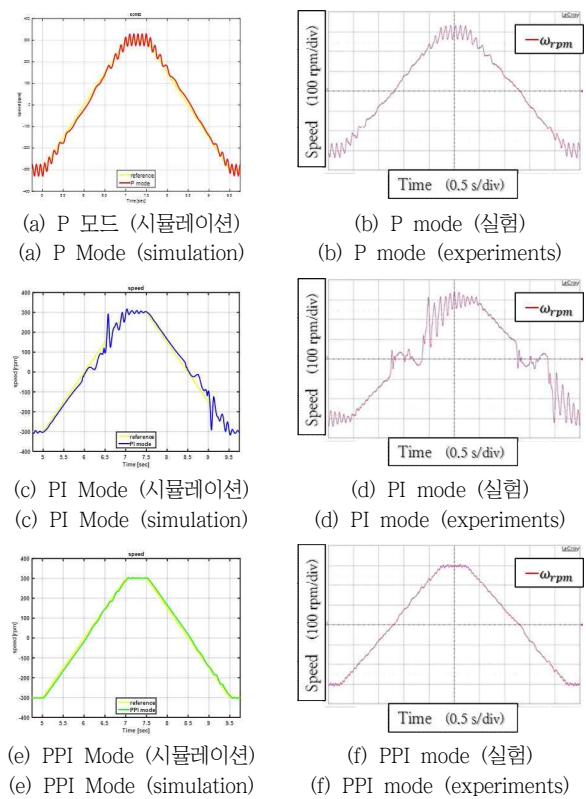


그림 13 L_m 파라미터 오차가 있을 경우, 램프 속도 지령에 대한 속도 파형 (좌 : 시뮬레이션, 우 : 실험파형)

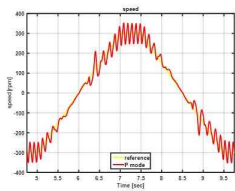
Fig. 13 Simulation and experiment speed waveform for ramp speed reference in case of L_m parameter error (left : simulation, right : experiments)

을 알 수 있다. 차단각주파수 ω_c 의 4배 이상인 지점에서는 그림 11(d), (e), (f)에서 볼 수 있듯이 큰 차이를 보이지 않았다.

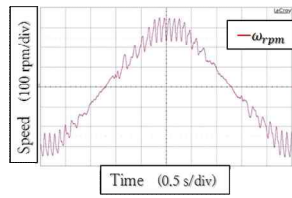
그림 12는 고풍나스 자속관측기의 차단각 주파수를 2 Hz로 설정한 상태에서 실험을 진행하였다. 속도지령은 0 rpm에서 500 rpm으로 스텝(step)형으로 변화시켜 모드 변환점 ω_p 의 변화에 따른 속도응답특성을 확인하였다. 앞선 실험에서 ω_{pi} 가 8 Hz 지점에서 과도상태에서 정상상태로 들어갈 때, 가장 좋은 속도 추종파형을 보였으므로 ω_{pi} 를 8 Hz로 고정을 시키고 ω_p 를 변화하며 실험하였다. 위 실험을 통하여 ω_p 가 차단각주파수 부근인 2Hz일 때 가장 좋은 속도응답특성을 보이는 것을 확인할 수 있다.

그림 13과 14의 실험조건은 자속관측기 모드전환 주파수 $\omega_p = 2 Hz$, $\omega_{pi} = 8 Hz$ 으로 자속관측기 차단각주파수 $\omega_c = 2 Hz$ 로 설정하였다. 속도지령을 ± 300 rpm 램프형으로 인가하였으며 주요 모터상수를 실제값에 20%오차를 주어 자속관측기 각 모드별 모터상수 변동에 따른 민감도를 확인하였다.

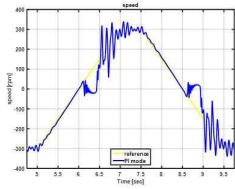
L_m 과 R_s 에 오차가 있을 경우 PI 모드의 과도상태 속도 추종이 제대로 이루어지지 않는 것을 확인할 수 있다. 모터상수에 오차로 인해 전류모델과 전압모델의 자속관측 정보에 위상 차이를 가지게 되었을 때 특성함수에 의해 더 큰 왜곡이 발생하여 벡터



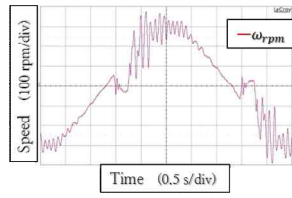
(a) P 모드 (시뮬레이션)
(a) P Mode (simulation)



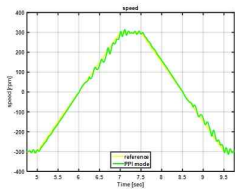
(b) P mode (실험)
(b) P mode (experiments)



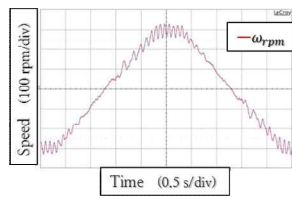
(c) PI Mode (시뮬레이션)
(c) PI Mode (simulation)



(d) PI mode (실험)
(d) PI mode (experiments)



(e) PPI Mode (시뮬레이션)
(e) PPI Mode (simulation)



(f) PPI mode (실험)
(f) PPI mode (experiments)

그림 14 R_s 파라미터 오차가 있을 경우, 램프 속도 지령에 대한 속도 파형(좌 : 시뮬레이션, 우 : 실험파형)

Fig. 14 Simulation and experiment speed waveform for ramp speed reference in case of R_s parameter error (left : simulation, right : experiments)

제어가 원활히 이뤄지지 못함을 확인할 수 있다. 그림 13과 14의 시뮬레이션 결과와 실험결과를 비교해보면, 두 결과가 매우 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 제안하는 모델은 각 모터상수 오차가 있을 때도 P 모드와 PI 모드 두 모드보다 과도상태와 정상상태 모두 우수한 속도 추종모습을 보이므로 오차에 강인한 것을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 센서리스 벡터제어를 위한 고피나스 자속관측기의 모드 변환 기법을 제안하였다. 기존 고피나스 자속관측기를 사용할 경우 차단각주파수를 최대한 낮춰 전류모델 자속정보 사용을 최대한 줄이는 것으로 저속제어영역을 최소화하여 센서리스 벡터제어를 저속영역을 제외한 전압모델의 관측자속정보를 주로 사용하는 영역에서 제어하였지만 역기전력이 낮은 저속부근은 어떤 방식으로든 전류모델의 사용이 불가피하고, 이 경우 기존 제

어의 벡터제어가 불안한 현상을 발견하였다. 본 논문에서는 고피나스 자속관측기 특성함수를 주파수해석을 통하여 PI 제어기 특성상 전류모델과 전압모델 자속정보를 혼합할 때 왜곡이 발생하여 전류모델에서 전압모델로 전환되기 전인 저속영역에서 벡터제어가 원활하지 못한 것을 확인하였다. 왜곡이 발생하는 원인으로는 고피나스 자속관측기의 각 제어기별 특성함수의 위상과 크기를 고려한 관측자속을 속도 주파수별 정상상태 해석을 통해서 PI 제어기로 구성하였을 경우 전류모델과 전압모델이 관측한 자속범위를 많이 벗어나게 되어, 심한 위상오차를 가지게 됨을 관측자속 궤적을 통하여 확인하였다. 센서리스로 벡터제어를 할 경우 발생하는 이 문제점은 왜곡된 자속관측으로 인하여 전체 제어 성능을 하락시킨다. P 제어기와 PI 제어기로만 구성하였을 경우 발생하는 문제점을 정상상태 해석과 주파수 응답을 통해 확인하고 저속부분과 고속부분에 적합한 제어기를 사용할 수 있도록 적분기 이득을 변화하여 적합한 이득을 설정하는 알고리즘을 제안하였다. 제안하는 알고리즘은 기존 고피나스 자속관측기의 적분기 이득변화로 성능을 개선함으로써 적용이 쉽다는 장점을 가진다. 각 모드 변환점은 MATLAB SIMULINK를 사용한 모의실험과 1.5 kW 유도전동기를 사용한 실험을 통하여 최적점을 찾았으며 제안하는 모델의 성능을 실험을 통하여 확인하였다. 또한 실험을 통하여 실제 모터 상수와 각 모터 상수 각각에 오차를 가정하여 실험함으로써 모터상수 오차에도 강인한 것을 확인하였다. 본 논문의 알고리즘을 고피나스 자속관측기에 적용하여 사용한다면 기존 고피나스 자속관측기보다 저속을 지나는 초기기동 및 방향전환이나 속도 변환할 때 가지는 PI 제어기 성능을 개선함으로써 유도전동기 센서리스 벡터제어의 활용 영역을 넓힐 것으로 기대할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20174030201490)

References

- [1] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application trends in AC motor drives", IEEE IECON Conf. Rec., pp. 31~36, 1992.
- [2] D. W. Novotny and T.A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives", Oxford, Clarendon Press, 1988.
- [3] R. Krishnan, "Selection criteria for servo motor drive", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 301~308, 1986.
- [4] T. Ohtani and N. Takada, "Vectorcontrol of an induction motor without shaft encoder", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 157-164, 1992
- [5] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based

- speed adaptive flux observer of induction motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 344-348, 1993
- [6] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 1219-1224, 1994
- [7] Y. L. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 1225-1233, 1994.
- [8] L. Zhen and L. Xu, "Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, pp. 824-831, 1998
- [9] J. K. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 45-51, 1999
- [10] Y. H. Park, J. W. Choi, H. G. Kim, J. K. Kim, Y. T. Choi, E. C. Nho, and T. W. Chun, "A Study on the Characteristics of Thyristor Controlled Shunt Compensator", The Trans. of Korean Institute of Power Electronics, pp. 299-306, 2003
- [11] 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. Applicat., vol. 30, NO 1, Jan./Feb. 1994
- [12] J. S. Yu, B. H. Yoo, B. K. Lee, C. Y. Won, "Sensorless Vector Control of Spindle Induction Motors Using Rotor Flux Observer with a Variable Bandwidth", IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 1065 - 1070, Nov. 2006
- [13] J. H. Kim, J. W. Choi, S. K. Sul; "Novel rotor-flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives", IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 38, no. 5, 2002,

저 자 소 개



강 명 규 (Myeong-Kyu Kang)

1988년 7월 4일생. 2014년 경북대 전기공학과 졸업, 2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2016년~현재 LG전자 L&A연구소 연구원.



최 종 우 (Jong-Woo Choi)

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