

파라미터 변동을 고려한 고포나스 모델 자속관측기 기반 유도전동기의 센서리스 벡터제어

강민찬, 김준석, 이승주*, 박효성*, 이준석
 단국대학교, LG전자*

Sensorless Vector Control of Induction Motor based on Gopinath Model Flux Observer Considering Parameter Variable

Min-Chan Kang, Joon-Seok Kim, Seung-Joo Lee*, Hyo-Sung Park*, June-Seok Lee
 Dankook University, LG Electronics*

ABSTRACT

본 논문에서는 고포나스 모델 자속관측기를 사용한 유도전동기의 센서리스 제어 시 파라미터 오차에 의해 왜곡된 제어각을 보상하는 자속오차 보상기를 제안한다. 고포나스 모델 자속관측기는 유도전동기의 수학적 모델을 기반으로 고정자 전압 지령, 전류 및 파라미터를 이용하여 정지 좌표계 회전자 자속을 추정한다. 이때, 약계자 제어와 같이 자속성분 전류를 감소시키는 제어를 수행하는 경우, 인덕턴스 성분의 변동으로 인해 파라미터 오차가 발생한다. 이에 따라 회전자 자속의 위치와 크기가 잘못 추정되어 동기 각속도와 제어각에 왜곡이 발생하므로 센서리스 제어 성능이 저하된다. 따라서, 본 논문은 파라미터 변동에 의해 왜곡된 정지 좌표계 회전자 자속을 동기 좌표계 회전자 자속으로 변환하는 과정에서, 동기 좌표계 d축 추정자속과 d축 자속지령 사이에 나타나는 크기 오차를 0으로 제어하여 왜곡된 동기 각속도를 보상하는 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 방법은 왜곡된 동기 각속도를 보상함으로써 올바른 센서리스 벡터제어가 가능하도록 한다. 제안 방법에 대한 타당성은 시뮬레이션을 통해 검증한다.

1. 서론

유도 전동기는 간단한 구조와 함께 우수한 내구성과 저렴하다는 장점을 가지고 있어 다양한 산업 분야에서 사용되고 있다. 회전자 자속 기준 벡터제어는 전동기를 원하는 속도와 토크를 직접 제어할 수 있어 정밀한 제어가 가능하지만, 회전자 자속의 위치(제어각)를 알기 위해 속도센서를 통해 속도를 받아와야 한다. 한편, 속도 센서의 설치하는 시스템의 부피와 가격을 증가시키고, 노이즈에 의한 영향을 증가시킨다는 단점이 있다. 게다가 특정 어플리케이션의 경우 고온, 고압의 환경으로 인해 속도 센서를 설치할 수 없다. 때문에 현재까지 속도 센서를 사용하지 않는 센서리스 제어 기술들이 많이 연구되고 있다. 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 제어는 유도 전동기의 수학적 모델을 기반으로 회전자 자속의 위치를 추정하므로, 파라미터 오차가 존재하는 경우 제어각을 잘못 추정하는 문제가 존재한다.

본 논문에서 제안하는 자속오차 보상은 약계자 제어와 같이 자속성분 전류를 감소시킬 때 발생하는 인덕턴스 성분의 변동^[1], 즉 파라미터 오차에 의해 발생하는 동기 각속도 오차를 보상한다. 인덕턴스 성분의 변동으로 인해 실제 유도전동기의 슬립 각속도와 제어에 사용중인 슬립 각속도가 일치하지 않으므로, 실제 동기

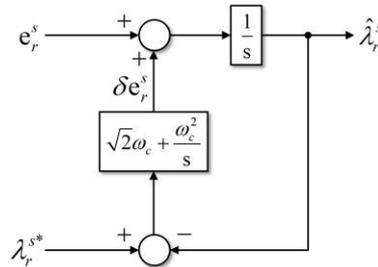


그림 1 고포나스 모델 자속관측기의 제어블록도
 Fig.1 Gopinath model flux estimator

각속도와 추정 동기 각속도에 차이가 발생한다. 이로 인해 올바른 dq축 전류제어가 수행되지 않으므로 잘못된 고정자 전압지령이 출력됨에 따라 동기 좌표계 d축 추정자속의 크기가 증가 또는 감소한다. 이때, 동기 좌표계 d축 추정자속과 d축 자속지령의 차이를 0으로 PI제어하여 왜곡된 동기 각속도를 보상하면 올바른 센서리스 벡터제어가 가능하다. 제안하는 보상방법의 타당성은 시뮬레이션을 통해 검증한다.

2. 자속관측기 기반 센서리스 벡터제어

2.1 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 제어

본 논문에서는 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 벡터 제어를 수행한다. 고포나스 모델 자속관측기는 유도전동기의 수학적 모델을 통해 식 (1)과 같이 회전자 역기전력 (e_r^s)을 적분하여 정지좌표계 회전자 자속 ($\hat{\lambda}_r^s$)을 추정한다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \int e_r^s dt = \int \frac{L_r}{L_m} \left(V_s^{s*} - R_s i_s^s - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_s^s \right) dt \quad (1)$$

여기서 L_r 은 회전자 자기 인덕턴스, L_s 는 고정자 자기 인덕턴스, L_m 은 자화 인덕턴스, R_s 는 고정자 저항, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 은 누설비, V_s^{s*} , i_s^s 는 각각 정지 좌표계 고정자 전압 지령, 고정자 전류이다. $\hat{\lambda}_r^s$ 은 전류 센서의 노화 및 노이즈에 의한 전류 옵션에 의해 λ_r^s 에 존재하는 순수 적분을 수행할 경우 옵션에 의한 직류 포화 문제가 발생한다. 이때, 그림 1과 같이 e_r^s 의 적분 앞 단에 고역 통과 필터가 존재하도록 페루프 구조를 형성하면 직류 포화 문제를 해결할 수 있다. 그림 1과 같은 페루프 구조의 고포나스 모델 자속관측기에서 출력되는 $\hat{\lambda}_r^s$ 은 식 (2)와 같이 나타난다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \frac{e_r^s}{s} + \frac{\sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \lambda_r^{s*} \quad (2)$$

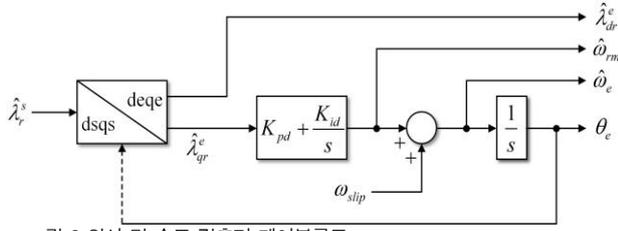


그림 2 위상 및 속도 검출기 제어블록도
Fig.2 Phase and speed detector

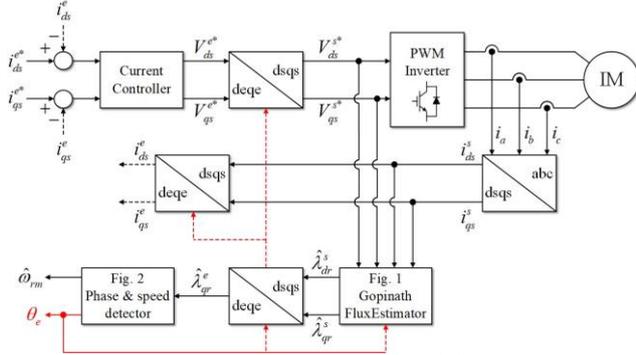


그림 3 고피나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 제어블록도
Fig.3 Sensorless vector control based on Gopinath model flux

식 (2)에서, e_r^s 의 적분은 2차 고역통과필터를 거치므로, e_r^s 에 포함되는 윗셋 성분인 직류 성분, 즉 $s=0$ 에 대하여 응답이 0이 되어 윗셋에 의한 직류 포화를 완벽하게 상쇄할 수 있다. 또한 식 (2)에서 회전자 자속 지령(λ_{dr}^{s*})은 2차 저역통과필터를 거치므로, 고속에선 e_r^s 의 적분인 $\hat{\lambda}_{dr}^s$, 저속에선 λ_{dr}^{s*} 이 우세하게 출력된다. 이때, λ_{dr}^{s*} 은 동기좌표계 d축 회전자 자속 지령(λ_{dr}^{e*})을 제어각을 이용하여 정지 좌표계로 변환하여 얻는다.

이후 그림 2와 같이 위상 고정 루프 구조(Phase-locked Loop, PLL)의 위상 및 속도 검출기를 사용하여 추정 속도 및 제어각을 획득한다. 자속관측기에서 출력된 $\hat{\lambda}_{dr}^s$ 을 식 (3)과 같이 동기 좌표계로 변환하였을 때, 추정자속의 위상($\angle \hat{\lambda}_{dr}^s$)과 제어각(θ_e)이 거의 일치한다는 가정 하에 동기 좌표계 q축 추정자속($\hat{\lambda}_{qr}^e$)을 0으로 제어함으로써 제어각을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{dr}^e &= e^{-j\theta_e} \hat{\lambda}_{dr}^s = \left| \hat{\lambda}_{dr}^s \right| \cos(\angle \hat{\lambda}_{dr}^s - \theta_e) \cong \left| \hat{\lambda}_{dr}^s \right| \\ \hat{\lambda}_{qr}^e &= e^{-j\theta_e} \hat{\lambda}_{qr}^s = \left| \hat{\lambda}_{qr}^s \right| \sin(\angle \hat{\lambda}_{qr}^s - \theta_e) \cong \left| \hat{\lambda}_{qr}^s \right| (\angle \hat{\lambda}_{qr}^s - \theta_e) \end{aligned} \quad (3)$$

위상 및 속도 검출기의 PI제어기 출력은 추정 회전자 각속도($\hat{\omega}_{rm}$)로, 슬립 각속도(ω_{slip})를 더하여 추정 동기 각속도($\hat{\omega}_e$)를 얻는다. $\hat{\omega}_e$ 를 적분하면 θ_e 이 되며, θ_e 를 다시 피드백하여 $\hat{\lambda}_{dr}^s$ 의 좌표 변환에 사용한다. 센서리스 벡터제어 수행 시, PLL으로부터 출력된 θ_e 를 전류제어기, 위상 및 속도 검출기, 자속관측기에 케환하여 각각 동기 좌표계 dq축 전류제어, $\hat{\lambda}_{dr}^s$ 의 동기 좌표계 변환, 동기 좌표계 d축 회전자 자속 지령(λ_{dr}^{e*})의 정지 좌표계 변환을 수행한다. 따라서 그림 3과 같이 고피나스 모델 기반 센서리스 벡터제어 제어블록도를 나타낼 수 있다.

2.2 동기 각속도 오차를 보상하는 자속오차 보상기

유도 전동기의 간접벡터제어는 ω_{slip} 를 계산 후 회전자 각속도(ω_{rm})에 더하여 동기 각속도(ω_e)를 만들고, 이를 적분하여 θ_e 를 얻는다. 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

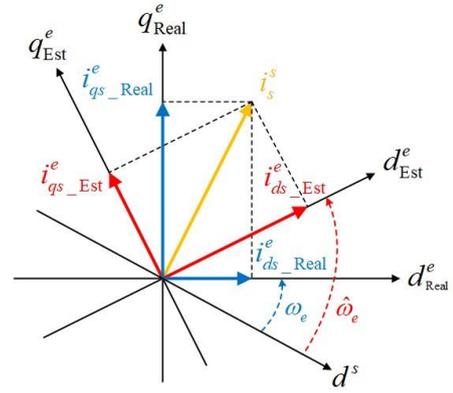


그림 4 추정 동기 각속도가 실제 동기 각속도보다 큰 경우 dq축 전류의 분배
Fig.4 Distribution of dq-axis current when the estimated synchronous angular velocity is greater than the actual synchronous angular velocity

표 1 동기 각속도의 대소관계와 q축 전류의 부호에 따른 추정자속 크기의 변화
Table 1 Changes in the magnitude of the estimated flux according to the magnitude relationship of the synchronous angular velocity and the sign of the q-axis current

Case	동기 각속도 대소 관계	q축 전류 부호	회전자 역기전력	추정자속 크기
1	추정 > 실제	양(+)	감소	감소
2	추정 > 실제	음(-)	증가	증가
3	추정 < 실제	양(+)	증가	증가
4	추정 < 실제	음(-)	감소	감소

$$\omega_{slip} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}, \quad \theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_{rm} + \omega_{slip}) dt \quad (4)$$

여기서 R_r 은 회전자 저항, L_r 은 회전자 자기 인덕턴스, i_{ds}^{e*} , i_{qs}^{e*} 는 각각 동기 좌표계 dq축 전류지령이다. 이때, 약제자 제어와 같이 유도 전동기의 자속성분 전류, 즉 d축 전류를 감소시키는 제어를 수행하는 경우 인덕턴스 성분이 변동한다. 때문에 제어에 사용중인 $\hat{\omega}_{slip}$ 와 실제 ω_{slip} 사이에 오차가 발생한다. 게다가 자속관측기 기반 센서리스 제어를 수행하는 경우 인덕턴스 성분 오차에 의한 영향은 ω_{slip} 에 따라 증가한다^[2]. 결과적으로 ω_e 의 오차는 θ_e 의 오차를 발생시키며, 그림 4와 같이 고정자 전류 벡터 i_s^e 의 dq축으로의 분배가 잘못됨에 따라 벡터제어 성능이 감소하여 원하는 토크를 출력할 수 없게 된다.

그림 4와 같이 추정 동기 각속도($\hat{\omega}_e$)가 실제 동기 각속도(ω_e)보다 클 때 q축 전류를 양(+)

수로 증가하는 경우, 유도 전동기에 인가되는 실제 d축 전류는 감소하게 되므로 회전자 자속이 감소한다. 이에 따라 역기전력이 감소하므로 동기 좌표계 d축 추정자속의 크기 또한 감소한다. 그림 4와 같은 경우 이외에도, $\hat{\omega}_e$ 와 ω_e 의 대소 관계와, q축 전류의 부호에 따라 표 1과 같이 경우의 수를 정리할 수 있다.

표 1과 같이 각 경우에 따라 동기 좌표계 d축 추정자속($\hat{\lambda}_{dr}^e$)의 크기가 λ_{dr}^{e*} 보다 증가하거나 감소하므로, 그림 5와 같이 λ_{dr}^{e*} 과 $\hat{\lambda}_{dr}^e$ 의 차이를 0으로 제어하여 $\hat{\lambda}_{qr}^e$ 에 보상하면 $\hat{\omega}_e$ 와 ω_e 사이의 오차가 감소하여 센서리스 벡터제어 성능을 향상시킬 수 있다. 이때, 센서리스 벡터제어를 수행하는 경우 ω_e 를 알 수 없으므로, q축 전류의 부호와 $\hat{\lambda}_{dr}^e$ 의 크기의 증감으로 Case를 구별하여 보상값의 부호를 설정할 수 있다. 예를 들어 표 1의 Case 1의 경우, $\hat{\lambda}_{dr}^e$ 의

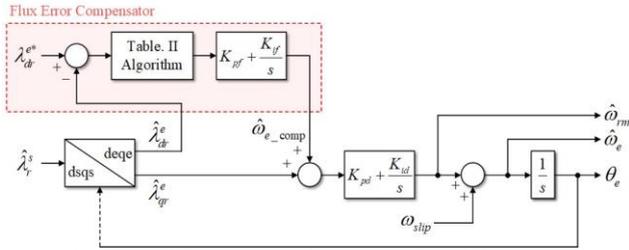


그림 5 자속오차 보상이기 포함된 위상 및 속도 검출기 제어블록도
Fig.5 Phase and speed detector with flux error compensator

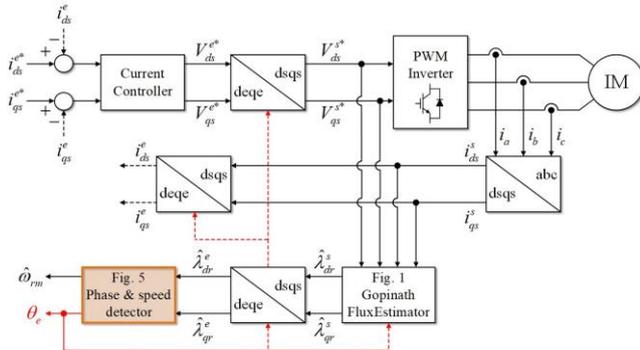


그림 6 제안하는 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 제어블록도
Fig.6 Purposing sensorless vector control based on Gopinath model flux estimator

표 2 표 1의 경우에 따른 자속오차 보상의 입력 부호

Table 2 Input sign of flux error compensator according to the case in Table 1

Case	동기 좌표계 d축 자속 대소 관계	q축 전류 부호	PI제어기 입력 부호
1	지령 > 추정	양(+) 수	음(-) 수
2	지령 < 추정	음(-) 수	음(-) 수
3	지령 < 추정	양(+) 수	양(+) 수
4	지령 > 추정	음(-) 수	양(+) 수

크기가 λ_{dr}^* 보다 감소하므로 λ_{dr}^* 과 $\hat{\lambda}_{dr}^e$ 의 차이에 음(-)의 부호를 곱하여 자속오차 보상의 PI제어기에 입력한다. PI제어기의 입력이 음(-)수이므로 $\hat{\omega}_e$ 를 감소시키는 방향으로 보상값이 출력되어 결과적으로 $\hat{\omega}_e$ 와 ω_e 의 오차가 감소한다. 이외에도 각 Case에 따라 자속오차 보상의 PI제어기 입력의 부호는 표 2와 같이 정리할 수 있다.

결론적으로, 그림 6과 같이 자속오차 보상이기 포함된 위상 및 속도 검출기를 적용하여 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 벡터제어 제어블록도를 구성할 수 있다.

3. 시뮬레이션 결과

제안하는 제어기를 PSIM 시뮬레이션을 통해 타당성을 검증하였다. 시뮬레이션에서 감소된 d축 전류에 의해 인덕턴스 성분이 20% 증가한 상황을 가정하여 센서리스 벡터제어를 수행하였다. 그림 7의 (a)에서, 인덕턴스 성분의 증가로 인해 $\hat{\omega}_{slip}$ 가 ω_{slip} 보다 큰 상황이 발생한다. 이로 인해 $\hat{\omega}_e$ 가 ω_e 보다 크게 되며, 인덕턴스 성분의 오차는 부하에 따라 영향이 커지므로 q축 전류가 증가할수록 $\hat{\omega}_e$ 가 ω_e 보다 매우 커지게 되며, 이에 따라 $\hat{\lambda}_{dr}^e$ 이 λ_{dr}^* 보다 감소하는 것을 확인할 수 있다. 반면에 그림 7의 (b)를 보면, 자속오차 보상이기 동작함에 따라 q축 전류가

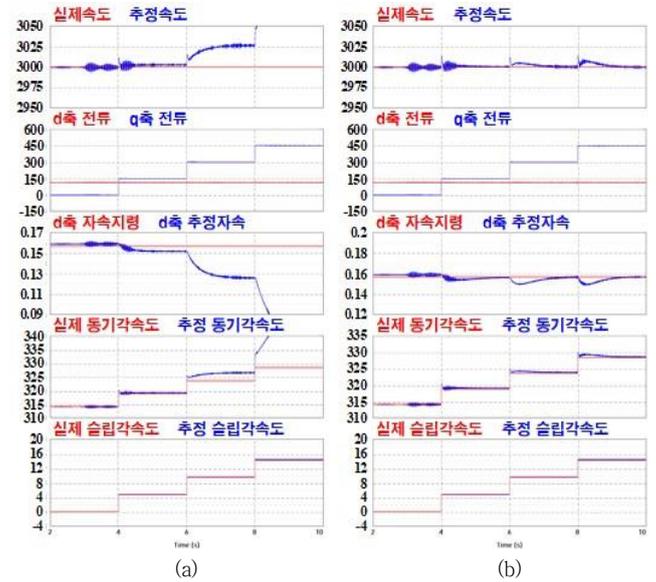


그림 7 속도, dq축 전류, d축 자속, 동기각속도, 슬립각속도 (a) 자속오차 보상이 적용 전, (b) 자속오차 보상이 적용 후
Fig.7 speed, dq-axis current, d-axis flux, synchronous angular velocity, slip angular velocity (a) before applying the flux error compensator, (b) after applying the flux error compensator

증가할 때 $\hat{\omega}_e$ 를 감소시켜 ω_e 와 $\hat{\omega}_e$ 사이의 오차가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 자속오차 보상을 적용한 고포나스 모델 자속관측기 기반 센서리스 벡터제어 방법을 제안하였다. 인덕턴스 성분의 변동에 따라 실제 슬립 각속도와 추정 슬립 각속도 사이에 오차가 발생하며, 부하의 증가에 따라 인덕턴스 성분 오차의 영향이 증가하여 실제 동기 각속도와 추정 동기각속도 사이의 오차가 증가하므로, 동기 좌표계 d축 추정자속과 d축 자속지령의 차이를 0으로 제어하여 위상 및 속도검출기의 입력에 보상함으로써 동기 각속도 오차를 감소시켰다. 제안한 방법을 시뮬레이션에 적용하여 타당성을 검증하였다.

본 논문은 2024년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술진흥원(KIAT)의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. P0017120, 2024년 산업혁신인재성장지원사업)

참고 문헌

[1] H. Cai, L. Gao and L. Xu, "Calculation of Maximum Torque Operating Conditions for Inverter-Fed Induction Machine Using Finite-Element Analysis," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2649-2658, April 2019

[2] G. J. Jo and J. W. Choi, "Gopinath Model-Based Voltage Model Flux Observer Design for Field-Oriented Control of Induction Motor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4581-4592, May 2019