

추정된 신호 주입 및 관측 각을 이용한 동기 전동기의 신호 주입 센서리스 제어 기법

이현준¹⁾, 김용호²⁾, 최정훈¹⁾, 윤영두¹⁾

한양대학교 미래자동차공학과¹⁾, 한양대학교 미래자동차공학과(미래자동차-SW융합전공)²⁾

Signal Injection Sensorless Control Scheme of Synchronous Machine Using the Estimated Signal Injection and Observation Angles

Hyun-Jun Lee¹⁾, Yongho Kim²⁾, JeongHoon Choi¹⁾, Young-Doo Yoon¹⁾

Department of Automotive Engineering, Hanyang University¹⁾,

Department of Automotive Engineering(Automotive-Computer Convergence), Hanyang University²⁾

ABSTRACT

본 논문은 신호 주입 각과 관측 각을 이용한 새로운 신호 주입 센서리스 제어 기법을 제안한다. 제안된 방법은 추정된 신호 주입 각에 고주파 전압 신호를 주입하고, 추정된 관측 각 고주파 전류 신호를 이용하여 각 오차 신호를 추출한다. 위치 상태 필터는 회전자 각을 추정하고, 추정된 회전자 각과 각 보상을 이용하여 신호 주입 각과 관측 각이 결정된다. 여기서, 각 보상 값은 동적 인덕턴스 값에 따라 결정된다. 즉, 제안된 방법의 구현을 위해 오직 동적 인덕턴스 값만이 요구된다. 또한, 자기 인덕턴스 값이 동일한 경우 각 추정이 불가능한 기존 방법과 달리, 제안된 방법은 모든 전류 운전 점에서 각 오차 신호 추출이 가능하다. 즉, 제안된 방법을 이용하면 전류 운전 점 이내의 모든 전류 운전 점에서 센서리스 제어가 가능하다. 제안된 방법은 11 kW IPMSM에서 검증되었다.

1. 서론

센서리스 제어 기법은 크게 두 종류로 구분된다. 첫번째 방식은 모델 기반 센서리스 제어 기법으로, 주로 중속 및 고속 운전 영역에서 사용된다 [1]–[2]. 이 방법은 전동기 모델을 기반으로 전압 및 전류 신호를 이용하여 회전자 위치를 추정한다. 두번째 방법은 신호 주입 센서리스 제어 기법으로, 주로 영속 및 저속 영역에서 사용된다 [3]–[5]. 이 방법은 고주파 전압 신호를 주입하고, 유기된 고주파 전류 신호를 이용하여 전동기 돌극성을 기반으로 회전자 위치를 추정한다. 따라서 이 방법은 저속 포화가 심한 고부하 조건에서 추정 각 오차가 나타나거나 센서리스 운전 영역이 제한될 수 있다.

추정 각 오차를 보상하여 센서리스 제어 범위를 확장하기 위해, 많은 연구가 수행되었고, 이로 인해 센서리스 제어 범위가 확장되었다. 추정 각 오차를 보상하기 위해, 각 보상 방법 및 전류 보상 방법이 제안되었다. 각 보상 방법은 상태 필터 출력 각을 조작하는 방식이고, 전류 보상 방법은 상태 필터 입력 신호를 조작하는 방식이다. 또한, 신호 주입 각과 관측 각과 같은 보조 각을 이용한 신호 주입 센서리스 제어 기법이 제안되었다. 이 방법은 신호 주입 센서리스 제어 각과 전류 제어 각을 분리하였기 때문에, 센서리스 제어 성능 향상이 가능하다. 그리고 관측 각을 이용하여 보다 우수한 각 오차 신호를 추출함으로써, 센서리스 제어 범위 확장이 가능하다. 하지만, 기존 방법은 구현을 위해 회전자 위치 센서 및 회전자

고정 장치가 요구되고, 보상 값 및 보조 각 선정을 위해 많은 노력이 필요하다.

본 논문에서는 추정된 신호 주입 각과 관측 각을 이용한 새로운 신호 주입 센서리스 제어 기법을 제안한다. 제안된 방법에서 위치 상태 필터는 회전자 각을 추정한다. 추정된 회전자 각과 보상 각을 이용하여 신호 주입 각과 관측 각이 결정된다. 여기서 보상 각은 동적 인덕턴스 값에 따라 결정된다. 제안된 방법은 고주파 전압 신호를 추정된 신호 주입 각에 주입하고, 추정된 관측 좌표계 전류 신호를 이용하여 각 오차 신호를 추출한다. 추출된 신호는 위치 상태 필터의 입력으로 사용된다. 제안된 방법을 11 kW IPMSM을 이용하여 실험 검증하였다. 검증 결과는 제안된 방법이 타당함을 증명한다.

2. 제안된 신호 주입 센서리스 제어 기법

2.1 기존 방법의 각 오차 신호 분석

그림 1은 [4]에서 제안된 기술어진 신호 주입 방법을 이용한 신호 주입 센서리스 제어 기법을 나타낸다. 이 방법은 고주파 전압 신호를 추정된 회전자 각이 아닌 결정된 신호 주입 각에 주입하고, 신호 주입 좌표계 고주파 전류 신호를 이용하여 각 오차 신호를 추출한다. 이 때, 전류 보상을 사용하여 각 오차 신호를 조작한다. 위치 상태 필터는 순수한 각 오차 신호로부터 회전자 각을 추정한다. 추정된 회전자 각이 전류 제어에 사용된다.

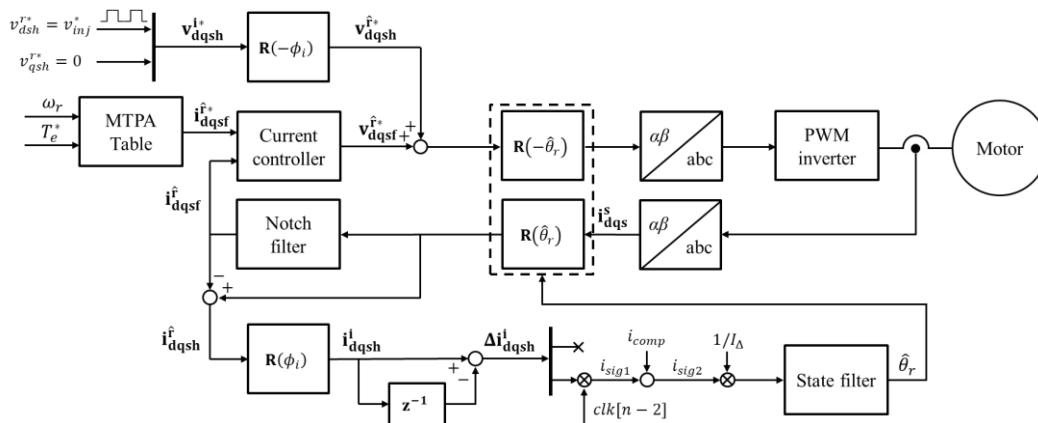
식 (1)은 동기 전동기의 고주파 전압 모델을 나타내고, 여기서 $\mathbf{v}_{dqsh}^r$ 는 고주파 전압, $[\mathbf{i}_{dsh}^r \ \mathbf{i}_{qsh}^r]^T$ 는 고주파 전류, $\begin{bmatrix} L_{ds} & L_{dqs} \\ L_{dqs} & L_{qs} \end{bmatrix}$ 는 동적 인덕턴스 행렬이다. 위 첨자 r은 회전자 좌표계를 나타낸다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r = \begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & L_{dqs} \\ L_{dqs} & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix}. \quad (1)$$

고주파 전압 명령은 다음과 같다. 여기서, V_h 는 주입 신호 크기를 나타내고, clk 는 1과 -1을 교번하는 신호를 나타낸다. 여기서, 위 첨자 i는 결정된 신호 주입 좌표계를 나타낸다. 즉, 이 방법은 선정된 신호 주입 각 d 축에 구형파 전압 신호를 주입한다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^i[n] = \begin{bmatrix} v_{dsh}^{i*}[n] \\ v_{qsh}^{i*}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h * clk[n] \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

식 (1)과 (2)를 이용하여 회전자 좌표계 고주파 전류 리플을 아래와 같이 계산할 수 있다. 여기서, $\hat{\theta}_i$ 는 회전자 각과 신호 주입 각의 차, 즉 주입 각 오차를 나타낸다.



$$\Delta \mathbf{i}_{\text{dqsh}}^{\text{r}}[n] = \frac{V_h T_s * \text{clk}[n-2]}{L_{ds} L_{qs} - L_{dqs}^2} \begin{bmatrix} L_{qs} \cos \tilde{\theta}_i + L_{dqs} \sin \tilde{\theta}_i \\ -L_{ds} \sin \tilde{\theta}_i - L_{dqs} \cos \tilde{\theta}_i \end{bmatrix}. \quad (3)$$

그러나 센서리스 운전 시 회전자 각을 알 수 없기 때문에, 측정된 전류로부터 위 신호 계산이 불가능하다. 기존 방법은 추정된 회전자 좌표계 고주파 전류 리플을 이용하여 각 오차 신호를 추출한다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다. 여기서, $\Sigma L = \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2}$, $\Delta L = \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2}$ 이다.

$$\Delta \mathbf{i}_{\text{dqsh}}^i[n] = \frac{V_h T_s \text{clk}[n-2]}{L_{ds} L_{qs} - L_{dqs}^2} \begin{bmatrix} -\Delta L \cos(2\tilde{\theta}_i) + \Sigma L + L_{dqs} \sin(2\tilde{\theta}_i) \\ -\Delta L \sin(2\tilde{\theta}_i) - L_{dqs} \cos(2\tilde{\theta}_i) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

식 (4)에서 전류 신호가 주입 각 오차에 따라 달라지고, 각 오차 신호 이득이 ΔL 과 비례하는 것을 알 수 있다. 이것은 각 자기 인덕턴스 값이 같은 경우 전류 신호가 나타나지 않는다는 것을 의미한다. 이로 인해, 기존 방법은 자기 인덕턴스 값이 동일할 때 신호 주입 센서리스 제어가 불가능하다.

2.2 제안된 방법

그림 2는 제안된 센서리스 제어 블록도를 나타낸다. 제안된 방법은 추정된 신호 주입 각 θ_i 에 고주파 전압 신호를 주입하고, 추정된 관측 각 θ_o 을 이용하여 각 오차 신호를 추출한다. 위치 상태 필터는 수평 각 θ_c 을 추정하고, 상태 필터 수평 각과 각 보상을 이용하여 회전자 각, 주입 각, 관측 각이 결정된다. 여기서, 각 보상은 전류 운전 점의 인덕턴스 값에 따라 결정된다. 전류 제어 시 추정된 회전자 각 θ_r 이 사용된다.

그림 3은 제안된 방법의 각 좌표계의 관계를 나타낸다. 회전자 각과 신호 주입 각이 존재하고, 주입 각 오차 θ_i 가 나타나 있다. 제안된 방법은 회전자 각을 주입 각 오차만큼 반대로 좌표 변환한 관측 각에서 전류 신호를 처리한다. 즉, 주입 각 오차와 관측 각 오차의 관계는 다음과 같고, 관측 각 오차는 회전자 각과 관측 각의 차이이다. 여기서, 신호 주입 각과 관측 각의 중간이 회전자 각임을 알 수 있다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\theta_r = \frac{(\hat{\theta}_l + \hat{\theta}_o)}{2}. \quad (5)$$

관측 좌표계 고주파 전류 리플을 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서, 관측 각 오차에 따라 전류 신호가 달라지고, 각 오차 신호 이득이 ΣL 과 비례하는 것을 확인할 수 있다.

$$\Delta \mathbf{i}_{\text{dqsh}}^0[n] = \frac{V_h T_s \cdot \text{clk}[n-2]}{L_{ds} L_{qs} - L_{ds}^2} \begin{bmatrix} \Sigma L \cos(2\tilde{\theta}_o) + \Delta L \\ \Sigma L \sin(2\tilde{\theta}_o) - L_{ds} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

제안된 방법에서 각 오차 신호 ε 는 수렴 각 오차 $\tilde{\theta}_c$ 로

정의되고, 관측 좌표계 고주파 전류 리플 q 측 성분을 이용하여 다음과 같이 나타낸다. 여기서, $1/I_{\Sigma} = \frac{L_{ds} L_{qs} - L_{dqs}^2}{V_h T_s 2E L * clk [n-2]}$, $\theta_{comp} = \frac{L_{dqs}}{L_{ds} + L_{qs}}$ 이다.

$$\begin{aligned}\varepsilon[n] &= \frac{\Delta t_{qsh}^{i0}[n]}{I_{\Sigma}[n]} \\ &= \frac{1}{2} \sin(2\tilde{\theta}_0[n]) - \frac{L_{dq}s}{L_{ds} + L_{qs}} \\ &\approx \tilde{\theta}_0[n] - \theta_{c0mn} \quad (\tilde{\theta}_0 \ll 1).\end{aligned}\quad (7)$$

위치 상태 필터는 각 오차 신호를 영으로 제어하고, 상태 필터 추정 각은 특정 각으로 수렴한다. 이 각을 추정된 수렴 각 θ_c 이라고 정의한다. 위 식의 수렴 각 오차와 관측 각 오차의 관계 식으로부터 관측 각을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\theta}_o = \hat{\theta}_c - \theta_{comp}. \quad (8)$$

그림 3에서 주입 각은 관측 각을 $2\tilde{\theta}_0$ 만큼 더한 것과 같다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_i = \hat{\theta}_c + \theta_{comp}. \quad (9)$$

식 (8)과 (9)에서 추정된 수렴 각에 각 보상을 더한 것과 뺀 것이 관측 각과 주입 각인 것을 알 수 있다. 즉, 관측 각과 주입 각의 중심이 수렴 각이다. 이것은 추정된 수렴 각이 회전자 각이라는 것을 의미한다. 이를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_c. \quad (10)$$

식 (8)-(10)에서 추정된 관측 각, 주입 각, 회전자 각이 모두 위치 상태 필터 수렴 각각 각 보상으로 나타나는 것을 알 수 있다. 그리고 각 보상은 인덕턴스 값에 따라 달라진다. 즉, 제안된 방법의 구현을 위해 동적 인덕턴스 값만이 요구된다. 이 값은 포화 전동기의 전류 제어를 위해 널리 사용되는 자속 테이블 또는 자속 포화 모델로부터 간단히 계산 가능하다.

3. 실험 검증

제안된 방법을 검증하기 위해 11 kW IPMSM을 이용하여 실험을 수행하였다. 표 I은 시험 전동기의 공칭 제정수를 보여준다.

그림 4는 제안된 방법의 연속 제어 성능을 나타낸다. 실험 시 시험 전동기는 센서리스 제어 기법으로 연속 제어를 수행하였고, 부하 전동기는 1 PU 계단 부하를 인가하였다. 제안된 방법 사용 시 무부하 조건과 정격 부하 조건에서 추정 각 오차가 영 근처의 값으로 나타난 것을 확인할 수 있다. 즉, 제안된 방법으로 모든 부하 조건에서 정확한 각 추정이 가능하다.

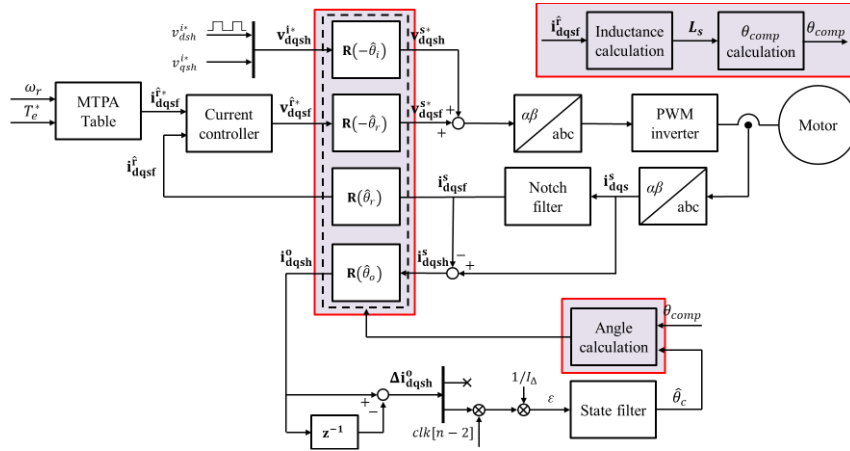


그림 2. 제안된 신호 주입 센서리스 제어 블록도

3. 결론

본 논문은 추정된 신호 주입 각과 추정된 관측 각을 이용한 새로운 신호 주입 센서리스 제어 기법을 제안한다. 제안된 방법에서 고주파 전압 신호는 추정된 신호 주입 각에 주입되고, 추정된 관측 좌표계에서 유기된 고주파 전류 신호를 신호 처리하여 각 오차 신호가 추출된다. 위치 상태 필터는 각 오차 신호로부터 회전자 각을 추정하고, 추정된 회전자 각과 동적 인덕턴스로 계산된 각 보상을 이용하여 신호 주입 각 및 관측 각이 추정된다. 구현을 위해 많은 노력이 필요하고, 운전 영역이 전동기 포화 특성에 따라 제한되는 기존 방법과 달리, 제안된 방법은 구현이 매우 간단하고, 전류 제한 이내의 모든 운전 점에서 제어가 가능하다는 장점이 있다. 제안된 방법은 11 kW IPMSM 실험을 통해 검증되었다.

이 논문은 2023년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술진흥원의 지원을 받아 수행된 연구임 (P0017120, 2023년 산업혁신인재성장지원사업)

참고 문헌

- [1] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, April 1996, doi: 10.1109/41.491354.
- [2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, July-Aug. 2002.
- [3] Y. Yoon, S. Sul, S. Morimoto and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May-June 2011.
- [4] Y. Kwon, J. Lee and S. Sul, "Extending Operational Limit of IPMSM in Signal-Injection Sensorless Control by Manipulation of Convergence Point," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 2, pp. 1574-1586, March-April 2019.

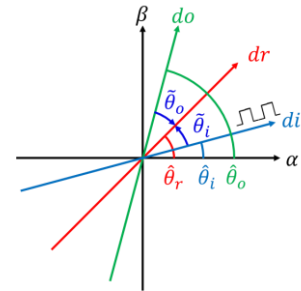


그림 3. 제안된 방법에서 각 좌표계의 관계

표 1. 11 kW IPMSM 공칭 매개 변수

내용	값 [단위]
정격 용량	11 [kW]
정격 속도	1750 [r/min]
극 쌍수	3
정격 전압	184 [V _{rms}]
정격 전류	39.5 [A _{rms}]
영구자석의 자속	0.2625 [Vs]

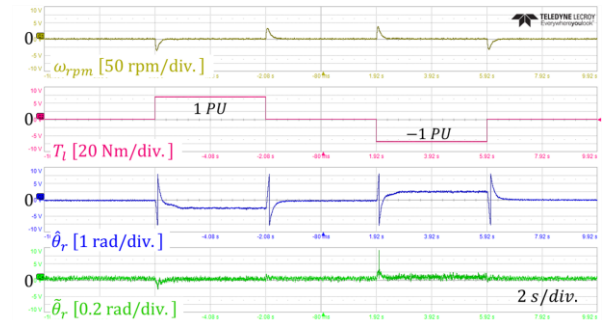


그림 4. 제안된 방법의 각 추정 성능

- [5] I. Hwang, Y. -C. Kwon and S. -K. Sul, "Enhanced Dynamic Operation of Heavily Saturated IPMSM in Signal-Injection Sensorless Control With Ancillary Reference Frame," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 5, pp. 5726-5741, May 2023.