

노이즈 성분을 고려한 SRM 센서리스 위치 추정의 오차 해석

金 甲 東, 崔 載 東, 李 鶴 周, 安 載 晁, 成 世 鎮

Error Analysis of a Sensorless Position Estimation Considering Noise for Switched Reluctance Motor

Kab-Dong Kim, Jae-Dong Choi, Hak-Ju Lee, Jae-Hwang Ahn, Se-Jin Seong

요 약

스위치드 릴럭턴스 모터(이하 SRM) 구동을 위한 센서리스 설계는 노이즈에 민감하기 때문에 이에 대한 강인성과 신뢰성이 있어야 한다. SRM 구동시에 이들 성분은 소신호 전자회로와 함께 대전류 전력회로와 근접되어 전기적으로 노이즈 환경을 만든다. 또한, 쇄교 인덕턴스와 유한 커플링 캐패시턴스에 의해 어떤 저전압 전류와 전압 측정회로에 노이즈를 일으킬 수 있다. 노이즈를 포함한 전류와 전압은 센서리스 알고리즘의 입력 값으로 사용되기 때문에 위치추정에 대한 오차를 발생한다.

본 논문에서는 입력 노이즈에 대한 높은 강인성과 저항성을 기술하며 퍼지 논리 기반 회전자 위치 추정 알고리즘과 관측기 모델이 입력 데이터의 오차를 줄이기 위해 사용하였다.

ABSTRACT

The sensorless scheme for Switched Reluctance Motor(SRM) drives must have the robustness and reliability because the noise and error are sensitive. These elements make electrically noisy environments due to the proximity of high current power circuits with small signal electronic circuits when SRM drives. Also, due to the leakage inductances and finite coupling capacitances, these can cause the noise on any low voltage current and voltage measurement circuit. The position estimate error occurs because the current and voltage including the noise are used as the inputs of sensorless algorithm.

In this paper the high robustness and resistance of input noise are described. The fuzzy logic based rotor estimation algorithm and the observer model are used to reduce the tolerance of input data.

Key Words : Switched Reluctance Motor, Sensorless algorithm, Position estimate observer, Gaussian noise

1. 서 론

SRM은 회전자 구조가 간단하여 제조과정이 쉽고 관성이 매우 작으며 고정자 권선이 간단하여 대부분의 발열이 고정자 권선에서 나타나므로 냉각이 빠르고 용이하며, 회전자에 영구자석이 없으므로 영구자석형 모터에 비하여 온도 상승에 따른 문제가 없고, 토크가 상 전류의 극성에 무관하므로 구동회로에서 스위칭 소

자의 개수를 줄일 수 있다. 그러나 SRM은 일정한 회전구간 마다 연속적인 펄스 여자 전원의 인가를 필요로 하기 때문에 회전자 위치 검출은 상 여자 펄스를 동기화 하기 위해 필수적이다. 회전자 위치 검출을 위해 홀 센서 혹은 슬롯화된 디스크를 갖는 광 인터럽터 등의 기계장치를 사용하는데 이 장치들은 정밀도가 낮다. 더욱 복잡한 구동회로에서 회전자 위치를 유도하기 위해 레졸브나 엔코더를 사용하게 되는데 이로 인한 공간적 제약과 추가 비용 상승이라는 문제점이 있

게 된다. 이를 해결하기 위해 비간접 검출 기술 또는 센서리스 기술이 제시되었다. 비간접 검출 방식은 상승 인덕턴스 영역의 적절한 위치에서 고정자 권선을 여자 시키기 위해 인덕턴스 프로파일로부터 회전자 위치를 측정하는 것으로 인덕턴스 변화를 이용하는 방법이다. 인덕턴스 측정은 오프라인 또는 온라인으로 수행되는데 인덕턴스 오프라인 측정값은 설계, 분석, 실행예측과 록업테이블 적용에 근거해서 회전자 위치 검출을 한다. 센서리스 기술로서 본 논문에서는 자속-전류 검출 방식을 사용한다.^[1]

한편, 모터는 주로 전기적인 노이즈 환경에서 구동되기 때문에 실제 측정시스템에서 오차와 부정확성이 수반된다. 이 영향에 의해 센서리스 회전자 위치 추정의 신뢰성이 낮아지면 기계적 센서를 대처할 수 있는 효과를 얻을 수가 없을 것이다. 따라서 모터 구동의 비정상적인 동작 하에서 센서리스 회전자 위치 추정 알고리즘은 오차와 노이즈 신호에 대해 대처할 수 있어야만 한다.^[2,3,7]

본 논문에서는 오차와 노이즈에 대한 강인성과 신뢰성을 갖기 위해 크리슈 방식보다 입력 측정값들의 노이즈와 오차에 더욱 내구적인 퍼지 셋 이론^[4]을 적용한 퍼지 기반 위치 추정 알고리즘 뿐만 아니라 회전자 위치예측, 관측기 모델을 이용함으로써 참고문헌 [2]보다 더욱 강인한 동작을 보인다.

2. 퍼지 논리 기반 위치 추정

SRM의 구동에 있어서 인버터에 의해 발생하는 전자기적 노이즈는 높은 크기의 임펄스이다. 이 노이즈는 인버터 회로에 대전류들의 스위칭 혹은 통전에 의해 발생되며 이렇게 발생된 노이즈는 인버터 회로의 전력 소자의 스위칭 동안 높은 크기를 갖는다. 따라서 전압 또는 전류의 빠른 변화를 일으킨다. 이러한 노이즈와 전류, 전압 측정 회로에 의한 임펄스 형태의 노이즈는 비 가우시안 노이즈이다. 본 논문은 센서리스 위치 추정의 실제 동작에 대한 비 가우시안 노이즈의 영향을 보다 낮추기 위해 개발되었다.

그림 1은 퍼지 논리 기반 각 추정 알고리즘 흐름도이다. 쇠교자속의 적분을 위해 사다리꼴 적분을 이용하는 것보다는 심프슨 적분을 사용하면 적분의 높은 정확도를 갖는다. 식 (1)은 심프슨 적분법칙을 이용한 k 번째 샘플링 순간에서의 예측 쇠교자속 λ_p 를 나타낸 것이다.

$$\lambda_p(k) = \frac{T}{3} \{v(k-2) - Ri_m(k-2) + 4(v(k-1) - Ri_m(k-1)) + v(k) - Ri_m(k)\}$$

$$\lambda_p(0) = 0 \tag{1}$$

여기에서 T 는 샘플링 간격이며 v 는 상전압, i_m 은 상전류 그리고 R 은 권선저항이다.

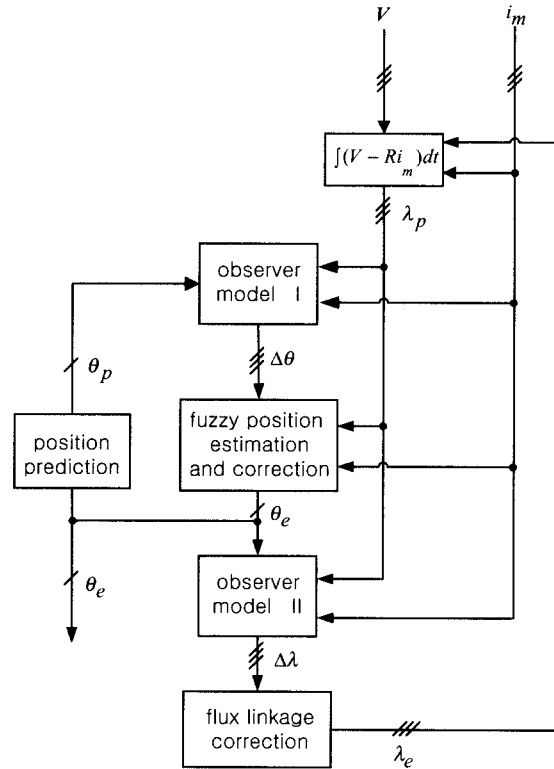


그림 1 퍼지 논리 기반 위치 추정 알고리즘
Fig. 1 Fuzzy logic based position estimation algorithm

쇠교자속, 상전류와 위치 변화율은 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta\lambda = \left[\frac{\partial\lambda}{\partial i} \right]_{\theta=cst} \cdot \Delta i + \left[\frac{\partial\lambda}{\partial\theta} \right]_{i=cst} \cdot \Delta\theta \tag{2}$$

$$\Delta i = \left[\frac{\partial i}{\partial\lambda} \right]_{\theta=cst} \cdot \Delta\lambda + \left[\frac{\partial i}{\partial\theta} \right]_{\lambda=cst} \cdot \Delta\theta \tag{3}$$

$$\Delta\theta = \left[\frac{\partial\theta}{\partial i} \right]_{\lambda=cst} \cdot \Delta i + \left[\frac{\partial\theta}{\partial\lambda} \right]_{i=cst} \cdot \Delta\lambda \tag{4}$$

만약 $\Delta\lambda = 0$ 라 가정한다면

$$\Delta\theta = - \left[\left(\frac{\partial \lambda}{\partial i} \right) / \left(\frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \right) \right] \cdot \Delta i \quad (5)$$

이고 퍼지 모델로부터 구해진 추정 전류 i_e 에 의해

$$\Delta i = i_m - i_e \quad (6)$$

이 된다. 그림 2는 $\Delta\theta$ 를 구하기 위한 관측기 모델 I를 보여주고 있다.

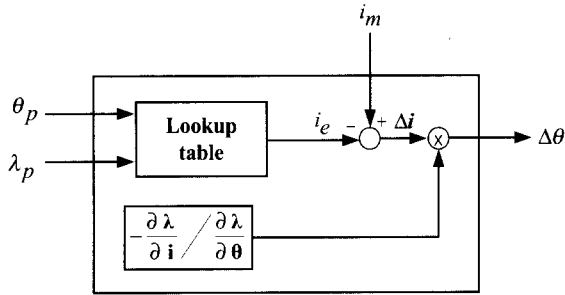


그림 2 관측기 모델 I의 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of observer model I

만약 $\Delta\theta = 0$ 으로 회전자 위치 수정이 정확하다고 한다면 쇄교자속 변화율은 식 (7)로부터 구해진다.

$$\Delta\lambda = \left(\frac{\partial \lambda}{\partial i} \right) \cdot \Delta i \quad (7)$$

여기에서

$$\Delta i = i_m - i_e' \quad (8)$$

이다. 그림 3은 관측기 모델 II을 나타낸다.

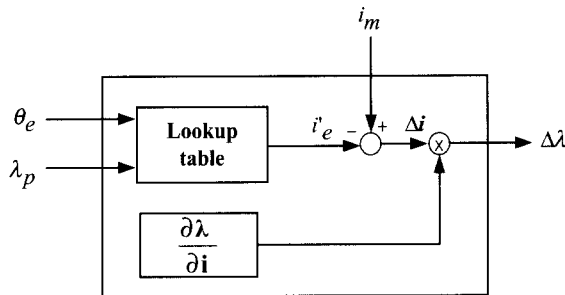


그림 3 관측기 모델 II의 블록 다이어그램
Fig. 3 Block diagram of observer model II

회전자 위치 추정 단계에서는 현재와 이전 단계의 추정 회전자 위치로부터 다음 $k+1$ 번째 샘플링 순간

의 회전자 위치를 예측한다.

이것은 보외법(extrapolation)에 의해 구해진다.

$$\theta_p(k) = 3\theta_e(k) - 3\theta_e(k-1) + 3\theta_e(k-2) \quad (9)$$

퍼지 위치 추정 및 수정 단계에서는 예측 위치 θ_p 와 위치 변화 $\Delta\theta$ 에 의한 추정 위치 θ_e' 가 식 (10)에 의해 구하여진다.

$$\begin{aligned} \theta_e' &= \theta_p(k) + \Delta\theta \\ \Delta\theta &= \frac{\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3}{3} \end{aligned} \quad (10)$$

다음으로, θ_e' 와 예측 쇄교자속 λ_p 와 측정된 상전압 i_m 의 퍼지 룰베이스에 의해 구해진 추정 위치 θ_e'' 의 비교를 통해 최종 추정위치 θ_e 가 결정된다.

쇄교자속 수정을 위해, 식 (11)를 이용해 구한다.

$$\lambda_e(k) = \lambda_p(k) + \Delta\lambda \quad (11)$$

추정 쇄교자속 λ_e 값은 $k-1$ 샘플링 순간에 대한 쇄교자속 적분에 사용된다.

SRM의 구동시에는 높은 크기의 과도 노이즈가 검출되었다. 그러나 이상의 단계를 통한 회전자 위치 추정 알고리즘의 동작에 의해 제거될 수 있다. 퍼지 논리 기반 알고리즘은 쇄교자속의 이전 추정된 값으로부터 퍼지논리 기반 룰을 만드는 것을 기본으로 하고 있다. 이로 인해 스위칭 노이즈와 같은 전원으로 부터의 높은 오차 펄스가 제거되고 모터구동에 있어 더욱 강한 동작을 보인다.

3. 위치 추정에 영향을 주는 요소에 대한 오차 해석

모터 구동을 위해서는 모터 전류와 전압은 진보된 전력전자 스위칭 소자의 고주파에 의해 스위치 되어진다. 또한 누설 인덕턴스와 커플링 커패시턴스에 의해 저전압 전류와 전압 측정 회로에 노이즈를 불러일으킬 수 있다. 이 노이즈는 센서리스 알고리즘을 위한 입력 들인 전류들($i_{1,2,3}$)과 전압들($v_{1,2,3}$)을 측정하는데 오차를 가져올 수 있다. 이들 오차는 적분에 의해 구해

지는 쇠교자속의 오차를 일으킨다. 결국 전류와 쇠교자속으로 구해지는 회전자 위치($\theta_{1,2,3}$)에 영향을 줄 것이다. 위치 추정 알고리즘에 발생하는 쇠교자속 오차는 쇠교자속 적분에서의 오프셋 오차, 센서오차, 파라미터 변화를 계산함으로써 발생할 수 있다. 또한 쇠교자속 측정을 위한 심프슨 적분 알고리즘은 적분을 하기 위한 샘플링 주기에 의존한다. 적분구간에서 f 의 4계도 함수가 존재하고 연속이라고 가정하면, 심프슨 적분의 오차 한계는 다음과 같이 주어진다.

$$KM_4 \leq \epsilon \leq KM_4^*,$$

단,
$$K = -\frac{(t(n) - t(m))T^4}{180} \quad (12)$$

여기에서 $t(n) - t(m)$ 은 적분주기, T 는 샘플링 간격, 그리고 M_4 와 M_4^* 는 각각 적분구간에서 함수 f 의 4계도 함수의 최대값과 최소값이다.

디지털화에 의한 양자화 오차(분해능)를 고려해볼 때, 측정된 전압과 전류오차는 12비트 A/D 컨버터의 사용에 의한 양자화 오차로 최악의 경우에서의 이들 양자화 오차는 일정하며 $j=1, 2, \dots, k-1$ 에 대해 다음과 같이 된다.

$$\Delta v[j] = \frac{2V_{\max}}{2^n - 1} = \frac{2V_{\max}}{4095},$$

$$\Delta i[j] = \frac{2I_{\max}}{2^n - 1} = \frac{2I_{\max}}{4095} \quad (13)$$

여기에서 V_{\max} 와 I_{\max} 는 각각 A/D 컨버터에 의해 측정된 최대 상전압과 상전류이다. 따라서 k 번째 샘플링 순간에서 경계되어지는 최악의 경우 쇠교자속 추정오차는 다음과 같이 주어진다.

$$-\frac{kTR2I_{\max}}{4095} \leq \Delta \lambda[k] \leq \frac{kT2V_{\max}}{4095} \quad (14)$$

식 (14)에서와 같이 k 가 커질수록 쇠교자속 추정 오차가 커질 가능성이 높아짐을 알 수 있다. 하지만 전류가 영이 되는 순간 바로 쇠교자속의 적분 값은 리셋이 된다.

노이즈와 센서 오차에 의한 k 번째 샘플링 순간에서의 평균 쇠교자속 오차는 식 (15)에 의해 구해질 수 있다.

$$\mu_i[k] = kT(\mu_v - R\mu_i) \quad (15)$$

여기에서 μ_v 와 μ_i 는 각각 전압과 전류의 평균 오차 값들이다. 식 (15)에서 k 가 증가함에 따라 적분 간격이 증가하고, 이때 쇠교자속 추정 에러가 높아질 확률이 커짐을 알 수 있다.

k 번째 샘플링 순간에서의 쇠교자속 오차는 식 (16)과 같다.

$$\Delta \lambda(k) = \sum_{j=0}^k T(\Delta v[j] - R\Delta i[j]) \quad (16)$$

또한 모터의 온도 상승에 의한 저항의 변화 ΔR 을 고려하면 쇠교자속 적분 오차는 식(17)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda(k) = \frac{kT}{2} \{\Delta R(i(k) + i(k-1))\} \quad (17)$$

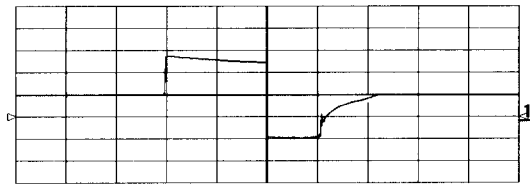
역시 쇠교자속의 오차는 k 에 비례한다.

이들 오차는 결국 회전자 위치추정의 오차를 발생시킨다. 회전자 위치 추정 알고리즘은 위에 언급된 영향들에 대해 강인성을 보여야 한다. 강인한 알고리즘에 강인성을 보이기 위해 첫째 알고리즘은 기본 시스템의 가정된 모델에서 적절하게 양호한 정확성을 가져야 하며 둘째로 데이터의 적은 변화는 단지 적은 양으로 알고리즘의 구현이 줄어들어야 한다. 셋째로 데이터의 큰 변화에 의해 큰 이변이 없어야 한다.^[5] 첫째 조건을 만족하기 위해 제안된 알고리즘에서 입력 데이터가 노이즈가 없을 때, 출력으로 회전자 위치의 추정에 강인함을 보여주고 있다. 두번째 조건을 위해 퍼지 셋 이론을 이용한 모델링을 사용하는데 이는 크리슈 방식에 비해 입력 노이즈에 대한 강인성을 갖는다. 이것은 퍼지 시스템에서의 멤버십 함수들의 넓이와 크기가 노이즈 레벨을 허용할 수 있기 때문이다. 마지막으로 세번째 조건을 만족하기 위해 쇠교자속 추정 단계를 이용해 입력 데이터인 쇠교자속의 큰 오차에 대해 보상을 실시한다.

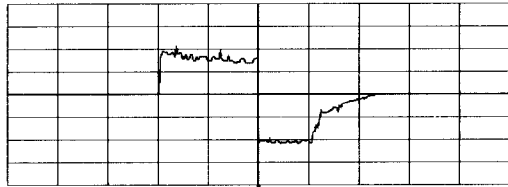
4. 실험 결과

그림 4와 5는 SRM의 한 상에 대한 전압과 전류의 파형들을 보여 주고 있다.

SRM은 정상상태로 1000rpm으로 운전 중에 있으며, 전압과 전류에 대해 각각 크기의 10% 랜덤 노이즈를 부가하였다. 랜덤 노이즈는 Park와 Miller의 최소 랜덤 넘버 발생기에 의해 만들어진 비 가우시안 노이즈이다.^[6]

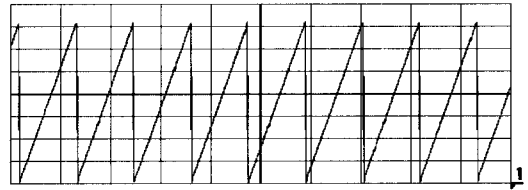


(a) without noise

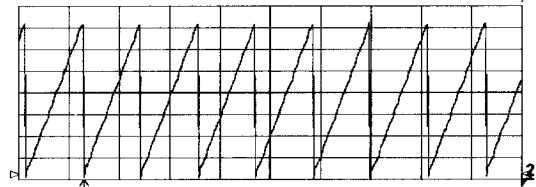


(b) with injected noise by 10% of voltage amplitude

그림 4 SRM의 상전압 [20V/Div, 2ms/Div]
Fig. 4 SRM phase voltage [20V/Div, 2ms/Div]

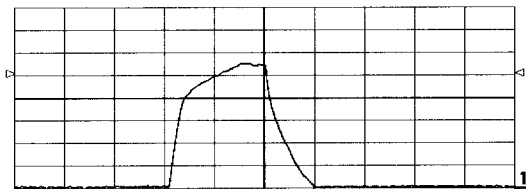


(a) Measured rotor position

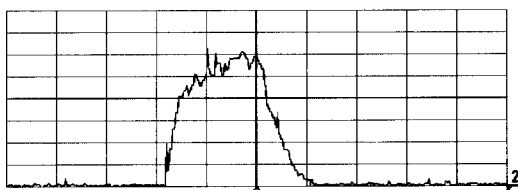


(b) Estimated rotor position

그림 6 회전자 위치 [50Deg/Div, 50ms/Div]
Fig. 6 Rotor position [50Deg/Div, 50ms/Div]

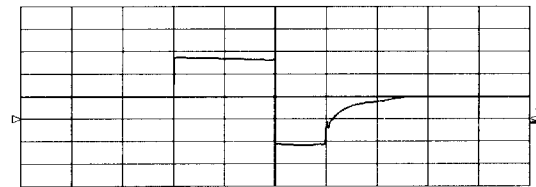


(a) without noise

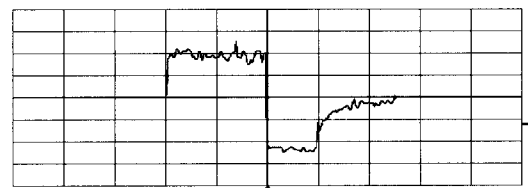


(b) with injected noise by 10% of current amplitude

그림 5 SRM의 상전류 [0.5A/Div, 2ms/Div]
Fig. 5 SRM phase current [0.5A/Div, 2ms/Div]



(a) without noise



(b) with injected noise by 20% of current amplitude

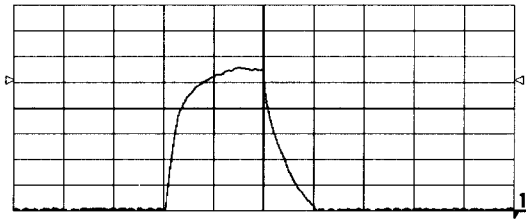
그림 7 SRM의 상전압 [20V/Div, 2ms/Div]
Fig. 7 SRM phase voltage [20V/Div, 2ms/Div]

그림 6은 360° 를 주기로 하는 회전자 위치를 나타낸 것으로 그림 6(a)는 실제 측정된 회전자 위치이고 그림 6(b)는 추정된 회전자 위치이다.

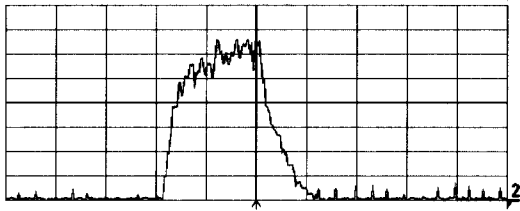
10%의 노이즈를 인가했을 때 평균 9.1° 의 오차를 나타내었다. 또한 최대 오차는 18.7° 로 360° 를 한 주기로 했으므로 약 5.2%가 된다. 이것은 입력들의 최대 10% 노이즈를 인가했을 경우에 비해 작다는 것을 알 수 있다.

다음 실험으로 그림 7과 8에서 보는 바와 같이 20%의 노이즈를 전압과 전류에 인가하였다. 그림 9(a)와 (b)는 각각 실제 측정된 그리고 추정된 회전자 위치를 나타내었다.

이 경우의 평균오차는 약 12.5° 이고 최대 오차는 48° 이다. 역시 360° 를 한 주기로 했기 때문에 약 13%의 오차를 보였다. 입력 노이즈로 최대 크기의 20%를 인가했을 경우보다 오차가 작다.

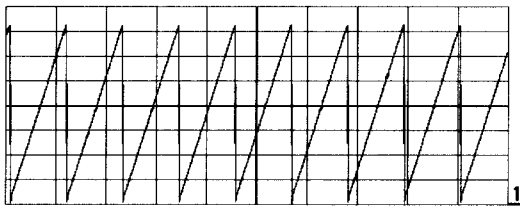


(a) without noise

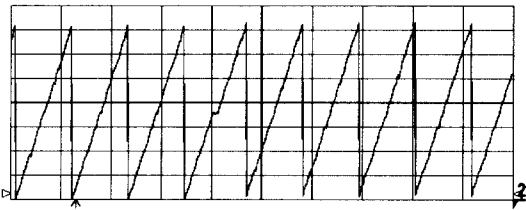


(b) with injected noise by 20% of current amplitude

그림 8 SRM의 상전류 [0.5A/Div, 2ms/Div]
Fig. 8 SRM phase current [0.5A/Div, 2ms/Div]



(a) Measured rotor position

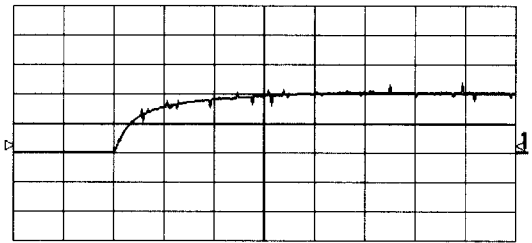


(b) Estimated rotor position

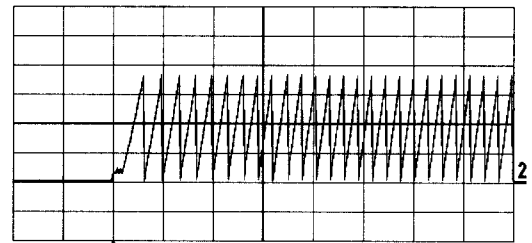
그림 9 회전자 위치 [50Deg/Div, 50ms/Div]
Fig. 9 Rotor position [50Deg/Div, 50ms/Div]

결국 제안된 알고리즘을 이용해 추정된 회전자 위치 오차율은 최대 전압과 전류 입력의 10% 노이즈 인가 시에 5.2%를 보였고 최대 전압과 전류 입력의 20% 노

이즈 인가 시에는 11.6%의 오차를 보임으로써 참고문헌 [2]에서 10%와 20% 노이즈 인가 시의 6.6%와 16.5%에 비해 위치 추정 오차를 최소화하기 위한 제안된 알고리즘이 더 강인함을 알 수 있다. 30%의 노이즈 인가 실험은 노이즈에 의한 오차가 심하여 회전자 위치 추정을 하기에는 가혹한 조건이었다. 그리고 그림 10과 11은 10%와 20% 노이즈 인가에 대한 속도와 추정된 회전자 위치를 나타낸 것이다.



(a) Speed response characteristic [500rpm/Div, 0.2s/Div]

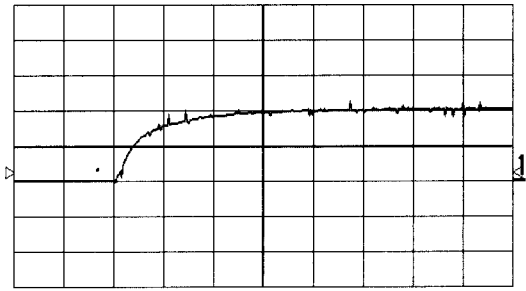


(b) Estimated rotor position [100Deg/Div, 0.2s/Div]

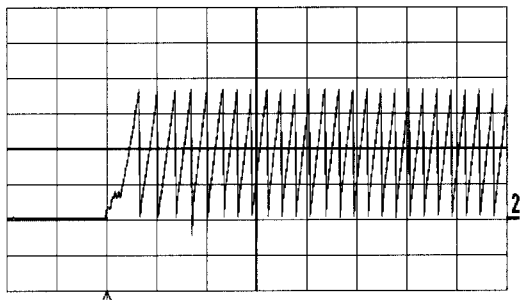
그림 10 1000[rpm], 정격의 30% 부하와 10% 노이즈 인가 시의 속도 응답 특성 및 추정 회전자 위치

Fig. 10 Speed response characteristic and estimated rotor position for 30% of the rated load and 10% noise injection at 1000[rpm]

또한 실험에 있어서 샘플링 비는 디지털 데이터의 변환, 위치 추정에 영향을 준다. 따라서 낮은 샘플링 주파수는 식 (1)에서 보는 바와 같이 쇄교자속 적분에 영향을 준다. 전기 기기의 디지털 제어의 유연성을 위해서는 최소 10kHz 정도 샘플링 주파수를 필요로 하고 본 실험에서는 16kHz의 샘플링 주파수를 가지고 실험을 하였다. 표 1은 실험에 사용된 전동기의 설계 정수이다.



(a) Speed response characteristic
[500rpm/Div, 0.2s/Div]



(b) Estimated rotor position
[100Deg/Div, 0.2s/Div]

그림 11 1000[rpm], 정격의 30% 부하와 20% 노이즈 인가시의 속도 응답 특성 및 추정 회전자 위치

Fig. 11 Speed response characteristic and estimated rotor position for 30% of the rated load and 20% noise injection at 1000[rpm]

표 1 실험 전동기의 설계정수
Table 1 Design parameters of experiment motor

고정자/회전자 극수	6/4	기저부하[HP]	1.0
고정자 외경	135mm	기저속도[rpm]	1280
고정자 내경	87.5mm	공극	0.32mm
고정자 극호	30°	상당 권선수	100
회전자 극호	45°	도체 직경	1.0mm
고정자 극 높이	13.7mm	최소 인덕턴스	7.9mH
회전자 극 높이	12.4mm	최대 인덕턴스	65.2mH

5. 결론

회전자 위치 센서리스 제어방식에 있어서 위치 추정 알고리즘이 매우 높은 강인성과 신뢰성이 없다면 위치 센서를 대처할 수 있는 어떤 장점도 갖지 못한다. 또한 노이즈에 의한 측정오차들과 스위칭 노이즈로부터 쇄고자속과 회전자 위치를 추정하는데 높은 크기의 과도 오차를 나타낸다. 그러나 제안된 퍼지 논리 기반 위치 추정 알고리즘을 사용함으로써 노이즈를 갖는 입력들은 정상적으로 똑같은 멤버십 함수의 부분적 멤버가 되어 같은 룰들이 노이즈와 노이즈가 없는 신호들에 의해 실행되어져 실제 SRM 구동에서의 높은 오차와 노이즈 조건에서 회전자 위치를 추정할 수 있었다.

결국, 본 논문에서 제안된 퍼지 논리 기반 위치 추정 알고리즘과 오차분석을 통해 위치 추정에 있어서 참고문헌 [2]보다 높은 수준의 강인성과 신뢰성을 보여 주었다.

이 논문은 1998년 한국과학재단 특정연구비지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- [1] J.D. Choi, K.D. Kim, "Sensorless speed control of a Switched Motor using Fuzzy Algorithm," ICMT'99, pp. 457-462, 1999.
- [2] A. Cheok, N. Ertugrul, "High Robustness and Reliability of a Fuzzy Logic Based Angle Estimation Algorithm for Practical Switched Reluctance Motor Drives," IEEE Power Electronics Specialists Conference ,Vol 2 pp. 1302-1308, Japan, 1998.
- [3] N. Ertugrul, A. Cheok, "Indirect Angle Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using Fuzzy Logic Based Predictor/Correct," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Japan, 1998.
- [4] R.N. Dave, R. Krishnapuram, "Robust Clustering Methods: A Unified View," IEEE Trans, Fuzzy Systems, Vol 5, no. 2, pp. 270-293, May 1997.
- [5] P.J. Huber, "Robust Statistics", New York, Wiley, 1981.
- [6] A.T. Saul, "Numerical Recipes In C: the art of scientific computing," William H. Press, 1992.
- [7] 김갑동, 성세진, "노이즈 성분을 고려한 SRM 센서리스 알고리즘의 강인성," 전력전자학술대회 논문집, pp. 717-720, 2000.

저 자 소 개



김갑동(金甲東)

1970년 6월 17일생. 1996년 충남대 전기공학과 졸업. 1999년~2001년 현재 동 대학원 석사과정.



최재동(崔載東)

1967년 11월 25일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 졸업(석사). 2000년 동 대학원 졸업(박사). 1995년~1996년 한국과학기술원 인공위성연구센터 연구원. 2001년 현재 한국항공우주연구소 선임연구원.



이학주(李鶴周)

1966년 12월 5일생. 1989년 충남대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 박사과정 수료. 2001년 현재 한전 전력연구원 전력계통연구실 연구원.



안재황(安載晁)

1968년 4월 10일생. 1990년 충남대 전기공학교육학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 박사과정 수료. 2001년 현재 동호공고 전기과 교사.



성세진(成世鎭)

1948년 7월 15일생. 1973년 서울대 공업교육과 졸업. 1975년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 일본 동경공업대 대학원 졸업(박사). 2001년 현재 충남대 정보통신공학부 교수. 당 학회 회장.