

반송파 기반 센서리스 운전에서 주입하는 신호의 주파수에 따른 위치 추정 성능 분석

황채은¹, 이영기¹, 설승기[†]

Analysis on Position Estimation Performance according to Injection Frequency in Carrier-Based Sensorless Operation

Chae-Eun Hwang¹, Younggi Lee¹, and Seung-Ki Sul[†]

Abstract

This work puts forward a theoretical analysis on position estimation performance of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) according to the injection frequency in carrier-based sensorless operation. The effects of spatial harmonics on inductance and voltage distortion due to the nonideal characteristics of IPMSM and inverter are examined as factors influencing the position estimation performance. Furthermore, the position estimation performance is analyzed by calculating the current at the switching instant in several operating conditions. In summary, the half switching frequency injection is more robust to the nonideal characteristics of IPMSM, especially with light load condition. The validity of the analysis is verified by the simulation and experimental results.

Key words: Carrier-based sensorless, Spatial harmonics of inductance, Injection frequency, Non-ideal characteristics, Position estimation performance

1. 서 론

영구자석 동기 전동기에서 정확한 토크 제어를 수행하기 위해서는 회전자의 위치 정보가 필수적이다. 이를 위해 레졸버나 엔코더를 이용하여 위치 정보를 수집하게 된다. 그러나, 위치센서를 사용하면 시스템의 가격 및 부피가 증가하고 신뢰성이 감소한다는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 위치 센서를 사용하지 않고 회전자의 위치를 얻는 방법에 대한 연구가 진행되어 왔다^{[1]-[7]}.

교류 전동기 구동을 위한 센서리스 기법은 운전 속도에 따라 두 가지 영역으로 분류된다. 중고속 영역에서는 역기전력을 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 모델

기반 센서리스 방법이 주로 사용되고 있다^{[1]-[2]}. 그러나 저속 구간이나 전동기가 정지해 있는 경우에는 역기전력 성분이 매우 작거나 없기 때문에 이를 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 것이 불가능하다. 따라서, 이 경우에는 전동기의 자기적(Magnetic)인 돌극성을 이용하여 위치를 추정하게 된다. 이를 위해 고주파 전압을 주입하고, 유도되는 전류 반응으로부터 회전자의 위치를 추정하게 된다^{[3]-[4]}.

전압 신호를 주입하는 신호 주입 센서리스 제어 기법은 신호를 주입하는 축과 주입하는 신호의 형태에 따라 분류할 수 있다. 먼저, 신호를 주입하는 축에 따라 정지 좌표계에서 회전하는 전압을 주입하는 방법과 추정된 동기 좌표계의 d축에 맥동하는 전압을 주입하는 방법으로 분류된다. 많은 논문에서 두 방법의 특성을 비교하고 있는데, 후자의 경우가 전자에 비해 신호 처리 방법이 간단할 뿐만 아니라 토크 맥동 측면이나 전동기의 복수 돌극성(Multiple saliency)과 자기적 포화에 강인하다는 점에서 더 나은 성능을 보인다고 분석하고 있다^{[5]-[6]}.

추정된 회전자의 위치에 동기된 좌표계의 d축에 맥동하는 전압을 주입하는 경우, 정현파를 주입하는 경우와 구형파를 주입하는 경우로 나뉘어진다. 정현파의 신호를

Paper number: TKPE-2018-23-2-9

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: sulsk@plaza.snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University
Tel: +82-2-880-7251 Fax: +82-2-878-1452

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National Univ. Manuscript received Dec. 29, 2017; revised Jan. 16, 2018; accepted Feb. 17, 2018

— 본 논문은 2017년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2017년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임

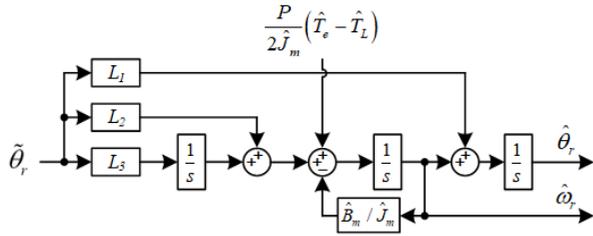


Fig. 1. Block diagram of position and speed observer.

주입하는 경우에는 비교적 낮은 주파수의 신호를 추출하기 위해 낮은 대역폭의 필터를 사용하기 때문에 전류 제어기의 대역폭이 제한된다는 단점이 있다. 반면, 구형파의 신호를 주입하는 경우에는 신호의 주파수를 스위칭 주파수 대역까지 증가시킬 수 있기 때문에 동특성이 우수하다는 장점이 있다^[7]. 이러한 이유로 최근에는 구형파 신호를 주입하는 방법이 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 구형파 신호를 주입하는 방법 중 특히 반송파를 기반으로 하는 방법에 초점을 맞추어 분석을 진행한다.

반송파를 기반으로 하는 신호 주입 센서리스의 경우, 통상 주입하는 신호의 주파수는 스위칭 주파수이거나 스위칭 주파수의 절반에 해당하는 반스위칭 주파수 스위칭 주파수를 주입하는 경우에 반스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에 비해 위치 추정 성능이 저하되는 현상이 관찰된다. 그러나 최근에는 반도체 소자의 발달로 스위칭 주파수를 가청 주파수 이상으로 증가시킬 수 있게 되었기 때문에, 스위칭 주파수를 주입하게 되면 신호 주입 센서리스 방법의 단점인 신호 주입으로 인한 소음 문제를 해결할 수 있어 스위칭 주파수를 주입하는 방법에 대한 관심도 증대되고 있다. 본 논문에서는 주입하는 주파수에 따라 매입형 영구자석 전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)의 위치 추정 성능이 달라지는 원인에 대해 분석하고자 한다.

이를 위해 위치 추정 성능에 영향을 주는 요인으로써 인덕턴스의 공간 고조파와 인버터의 비이상적인 특성에 의한 전압 왜곡의 효과에 대해 살펴보았다. 이 중 인덕턴스의 공간 고조파의 경우 전동기의 기계적인 구성에 의해 결정되는 것으로 주입하는 신호에 영향을 받지 않는다. 따라서, 인버터의 특성에 의한 전압 왜곡의 효과에 초점을 맞추어 분석을 진행하였다.

2. 반송파 기반 신호 주입 센서리스

2.1 센서리스 운전에서 위치 추정 원리

일반적으로 역기전력 성분과 저항으로 인한 전압 강하를 고려한 매입형 영구자석 동기 전동기의 전압 방정식은 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{ds} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + sL_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (1)$$

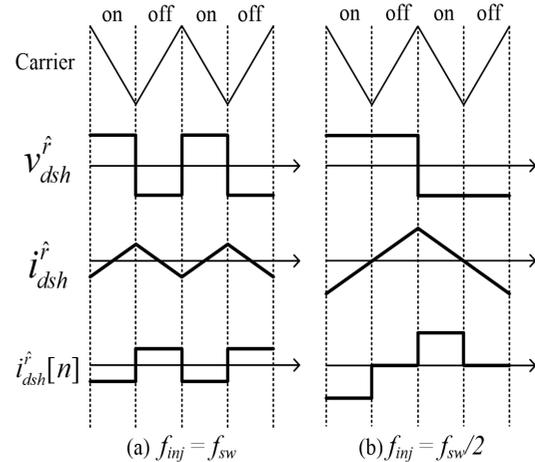


Fig. 2. Characteristics of high-frequency injection with the different injection frequency.

주입하는 주파수가 전동기의 회전 주파수에 비해 매우 높은 경우, 역기전력 성분과 저항으로 인한 전압 강하 성분을 무시할 수 있다. 또한, 반송파 기반 센서리스 방법에서 디지털 제어기의 시 지연(Time delay)을 고려하면, $n-1$ 번째 샘플링과 n 번째 샘플링 사이의 전류 변화는 (2)와 같이 계산된다. 이 때, $\sum L_{sh}$ 와 ΔL_{sh} 는 각각 $(L_{dsh} + L_{qsh})/2$ 와 $(L_{dsh} - L_{qsh})/2$ 로 정의되며, $\tilde{\theta}_r$ 은 위치 추정 오차를 의미한다^[8].

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^i[n] \\ \Delta i_{qs}^i[n] \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_{dsh} L_{qsh}} \begin{bmatrix} \sum L_{sh} - \Delta L_{sh} \cos 2\tilde{\theta}_r^c & -\Delta L_{sh} \sin 2\tilde{\theta}_r^c \\ -\Delta L_{sh} \sin 2\tilde{\theta}_r^c & \sum L_{sh} + \Delta L_{sh} \cos 2\tilde{\theta}_r^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{inj}^*[n-2] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (2)로부터, 위치 추정 오차가 작은 경우 q축 전류의 변화량이 (3)과 같이 위치 추정 오차에 비례하는 형태로 나타난다는 사실을 알 수 있다.

$$\theta_{r,est}^c[n] = \left(-\frac{L_{dsh} L_{qsh}}{2T_s \Delta L_{sh}}\right) \cdot \frac{\Delta i_{qs}^i[n]}{v_{inj}^*[n-2]} \approx \tilde{\theta}_r^c. \quad (3)$$

이로부터 q축 전류 변화량을 0으로 제어하면, 그림 1의 위치/속도 관측기에 의해 회전자의 위치를 오차 없이 추정할 수 있다.

2.2 주입하는 주파수에 따른 신호 특성

주입하는 주파수에 따른 위치 추정 성능에 대해 분석하기 위해서는 주입하는 전압에 따라 전류 변화가 어떻게 바뀌는지를 알아야 한다. 그림 2는 반송파 기반 센서리스 운전에서 주입하는 주파수의 신호에 따라 주입되는 전압과 그로 인한 전류 변화, 그리고 샘플링 된 전류를 반송파와 함께 나타낸 것이다. 실제 전류 변화는 각 상의 스위칭 상태에 의해 결정되지만, 그림 2에서는 편의상 샘플링 주기 내에서의 평균적인 전류 변화 기울기를 이용하여 도시하였다. 그림 2를 통해, 샘플링 된 전류는

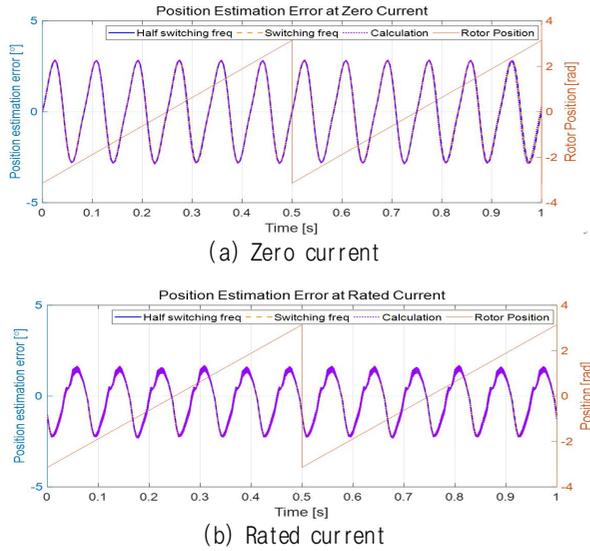


Fig. 3. Position estimation error due to cross-coupling inductance.

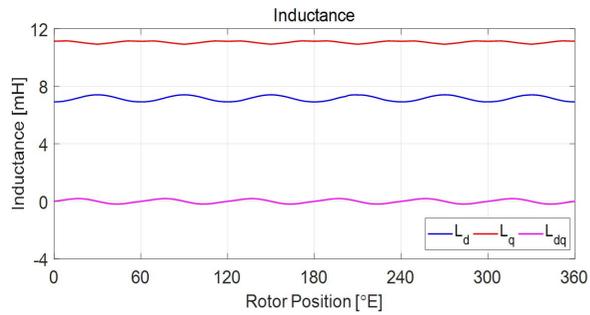


Fig. 4. Inductance characteristics.

주입하는 신호와 같은 주파수를 갖는다는 것을 알 수 있다.

센서리스 운전을 위해서는 샘플링 된 전류로부터 주입한 신호의 주파수 성분을 추출해야 한다. 반스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에는 일반적으로 노치 필터를 사용하여 원하는 신호를 추출할 수 있다. 그러나, 스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에는 나이퀴스트 주파수에 해당하기 때문에 노치 필터를 사용할 수 없다. 이러한 경우 신호를 처리하기 위해 다양한 방법을 사용하고 있는데, 본 논문에서는 편의를 위해, 두 샘플 동안의 신호를 평균하는 이동 평균 필터를 사용하여 고주파 전류 신호를 추출하였다.

3. 위치 추정 성능에 영향을 주는 요인

3.1 인덕턴스의 공간 고조파

2장에서 살펴본 이상적인 전동기 모델과는 달리 실제 전동기의 경우 d축과 q축의 자속이 서로 영향을 미치기 때문에 상호 결합(Cross-coupling) 인덕턴스 항이 존재한다. 이러한 상호 결합 인덕턴스를 고려하였을 때, 회전자 좌표계의 d축에 맥동하는 구형파 전압을 주입하면,

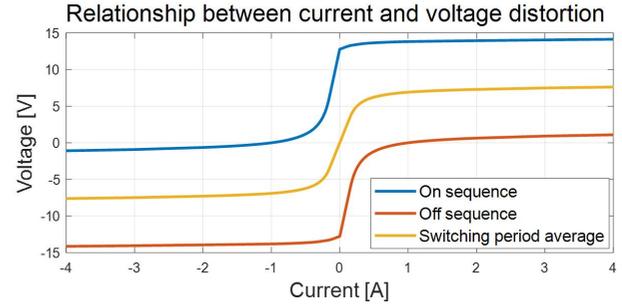


Fig. 5. Relationship between current and voltage distortion.

그에 의한 전류 변화량은 (4)와 같다. 여기서, L_{dqsh} 는 상호 결합 인덕턴스를 의미한다.

이 경우에도 위치/속도 관측기는 q축 전류의 변화량이 0이 되도록 제어한다. 따라서 (5)와 같이 전동기의 인덕턴스 성분에 의해 위치 추정 오차의 크기가 결정된다^[9].

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r[n] \\ \Delta i_{qs}^r[n] \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_{dsh}L_{qsh} - L_{dqsh}^2} \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{inj}^*[n-2] \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \text{where } L_{11} &= \Sigma L_{sh} - \Delta L_{sh} \cos 2\theta_r^c + L_{dqsh} \sin 2\theta_r^c, \\ L_{12} &= -\Delta L_{sh} \sin 2\theta_r^c - L_{dqsh} \cos 2\theta_r^c, \\ L_{21} &= -\Delta L_{sh} \sin 2\theta_r^c - L_{dqsh} \cos 2\theta_r^c, \\ L_{22} &= \Sigma L_{sh} + \Delta L_{sh} \cos 2\theta_r^c - L_{dash} \sin 2\theta_r^c. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\theta_r^c = \frac{1}{2} \text{atan2}(L_{dqsh}, -\Delta L_{sh}). \quad (5)$$

계산된 식의 타당성은 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다. 영전류 조건과 정격 전류 조건에서 (5)로 계산된 위치 추정 오차와 시뮬레이션을 통해 얻은 위치 추정 오차를 비교한 결과를 그림 3에 나타내었다. Half switching freq와 Switching freq로 표시된 파형은 각각 반스위칭 주파수와 스위칭 주파수의 신호를 주입하였을 때, 시뮬레이션으로 얻은 위치 추정 오차이며, Calculation으로 표시된 파형은 (5)로 계산된 위치 추정 오차를 의미한다. 이 때, 시뮬레이션에 사용된 전동기 제정수는 표1에 정리되어 있다. 그림 3을 통해 주입한 신호의 주파수와 관계없이 시뮬레이션 결과와 식으로 계산한 결과가 일치하는 것을 확인할 수 있다.

이 때, 전동기가 회전함에 따라 전동기의 인덕턴스가 그림 4와 같이 6고조파의 형태로 변함에 따라 위치 추정 오차 또한 6고조파의 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다.

3.2 인버터의 비이상적인 특성에 의한 전압 왜곡

신호 주입 센서리스 운전에서 위치 추정 성능에 영향을 주는 또 다른 요인으로 인버터의 비이상적(Non-ideal)인 특성에 의한 전압 왜곡이 있다. 이상적인 인버터의 경우 원하는 전압 지령을 오차 없이 정확히 합성한다.

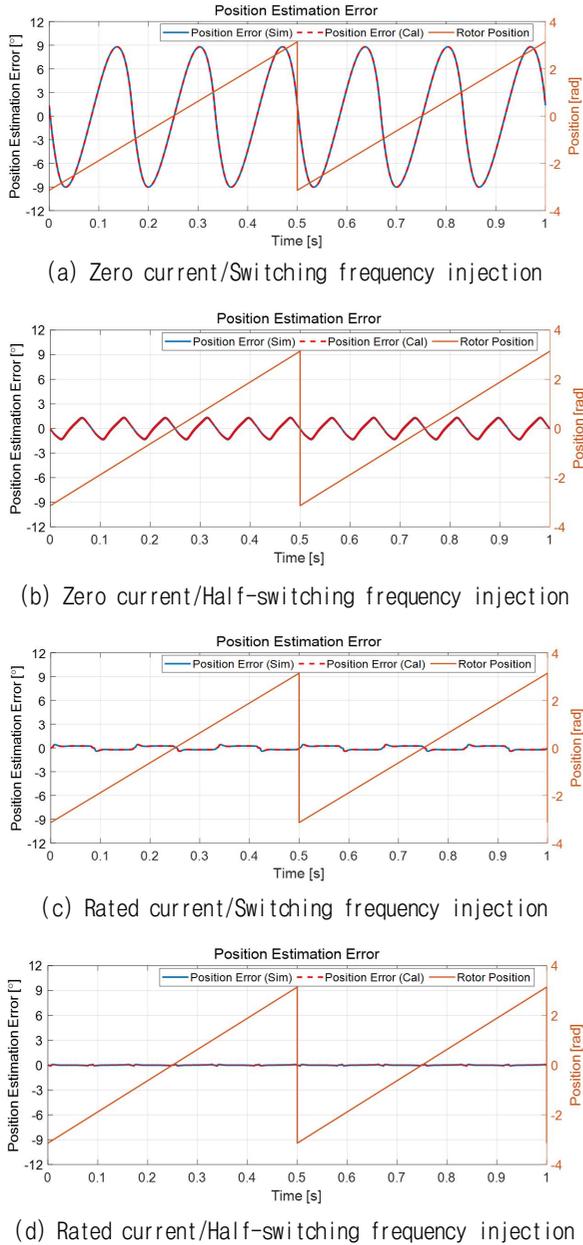


Fig. 6. Position estimation error due to the non-ideal characteristics of the inverter.

그러나 실제 전동기의 경우 데드타임이나 기생(Stray) 캐패시터, 스위칭 소자에 의한 전압 강하 등으로 인해 지령 전압과 실제 합성되는 전압 사이에 차이가 발생하게 된다.

데드타임과 기생 캐패시터에 의한 전압 왜곡과 스위칭 소자의 전압 강하로 인한 전압 왜곡은 전류 크기에 의해 결정된다. 두 요인으로 인한 전압 왜곡을 종합하면 그림 5와 같다. 이를 통해 전압 왜곡의 크기는 스위칭 순간의 전류에 의해 결정된다는 사실을 알 수 있다^[4].

이렇듯 인버터의 비이상적인 특성에 의한 전압 왜곡이 존재하면 2장에서 살펴 본 이상적인 경우와는 달리 위치 추정 오차가 발생하게 된다. 전압 왜곡이 존재할

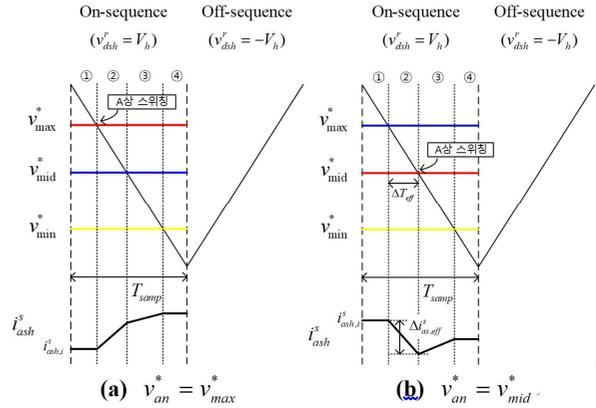


Fig. 7. Switching state and current variation of A phase.

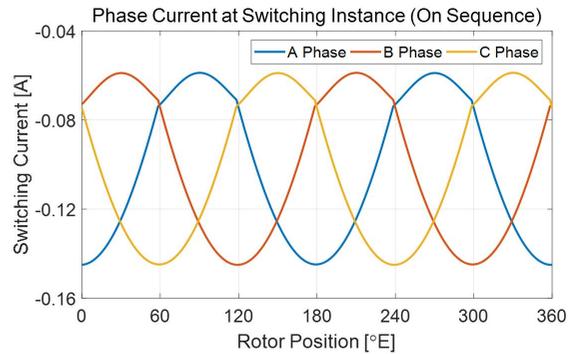


Fig. 8. Phase current at switching instant.

때, 주입하는 전압에 의한 전류 변화는 (6)과 같다. 즉, 주입하는 전압과 전압 왜곡의 고주파 성분에 의해 위치 추정 오차의 크기가 결정된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dh}^s[n] \\ \Delta i_{qh}^s[n] \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_{dh} L_{qh}} \begin{bmatrix} \Sigma L_{sh} - \Delta L_{sh} \cos 2\theta_r^c & -\Delta L_{sh} \sin 2\theta_r^c \\ -\Delta L_{sh} \sin 2\theta_r^c & \Sigma L_{sh} + \Delta L_{sh} \cos 2\theta_r^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dh}^r[n-1] \\ v_{qh}^r[n-1] \end{bmatrix} \quad (6)$$

where $\begin{bmatrix} v_{dh}^r[n-1] \\ v_{qh}^r[n-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dh}^r[n-2] - \delta v_{dh}^r[n-1] \\ v_{qh}^r[n-2] - \delta v_{qh}^r[n-1] \end{bmatrix}$.

계산된 식의 타당성은 시뮬레이션을 통해 검증할 수 있다. 그림 6은 영전류 조건과 정격 전류 조건에서 스위칭 주파수와 반스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에 대해 (6)으로 계산한 위치 추정 오차와 시뮬레이션을 통해 얻어진 위치 추정 오차를 비교한 것이다. 주입 주파수에 관계없이 계산 값과 시뮬레이션 결과가 일치하는 것을 확인할 수 있다.

그림 6의 시뮬레이션 결과에 의하면 영전류 조건에서 스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에는 위치 추정 오차가 3고조파의 형태로 나타나며, 반스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에는 위치 추정 오차의 크기가 감소하며 6고조파 형태의 위치 추정 오차를 갖는 것을 확인할 수 있다. 반면, 정격 전류 조건에서는 인버터 특성에 의한 영향이 위치 추정 성능에 거의 영향을 미치지 못하고 주입하는 주파수와 관계없이 위치 추정 오차가 매우

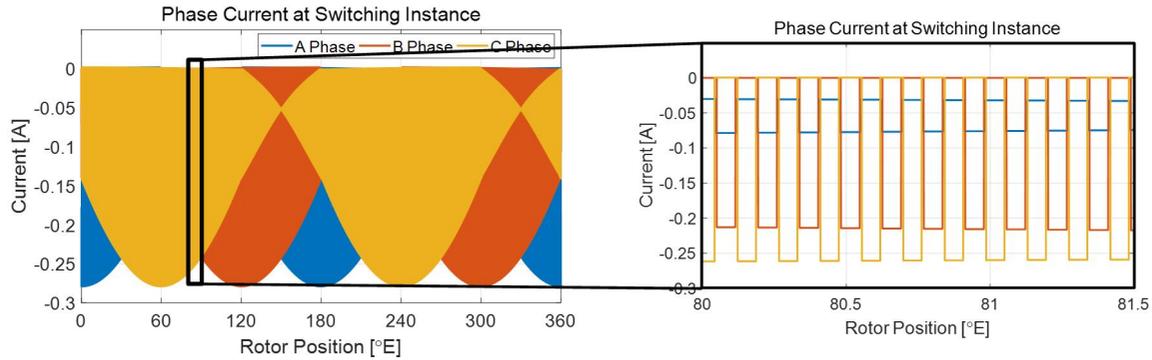


Fig. 9. Current at switching instance when half-switching frequency injection.

작게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이처럼 특히 경부하 조건에서 주입하는 주파수에 따른 위치 추정 성능의 차이가 크게 발생하는데, 이러한 현상이 나타나는 원인에 대해 다음 장에서 분석하고자 한다.

4. 위치 추정 성능에 관한 이론적 분석

3장에서 언급한 바와 같이 전압 왜곡의 크기는 스위칭 순간의 전류에 의해 결정된다. 따라서, 각 운전 조건에서의 위치 추정 성능을 분석하기 위해서는 스위칭 순간의 전류를 계산할 필요가 있다.

왜곡된 전압은 주입하는 전압에 비해 상당히 작다는 가정 하에서 전류 변화는 주입한 전압에 의해 결정된다. 또한, 주입하는 전압 벡터의 위치에 따라 각 상의 지령 전압이 결정되고, 이로 인해 한 샘플링 주기 내에서 각 상의 스위칭 순서가 달라진다. A상의 경우를 예로 들어, 스위치 주파수의 신호를 주입하였을 때, 주입하는 전압 벡터의 위치에 따른 스위칭 전류를 계산하는 방법은 다음과 같다.

먼저, 그림 7(a)와 같이 A상의 지령 전압이 최대인 구간에서는 한 샘플링 주기 내에서 A상의 스위칭이 가장 먼저 발생하게 된다. A상의 스위칭이 발생하기 전에는 영전압 벡터가 인가되기 때문에 그로 인한 전류 변화는 발생하지 않는다. 결과적으로 A상의 스위칭 순간의 전류는 샘플링 시작 시점의 전류로 결정된다.

다음으로, 그림 7(b)와 같이 A상의 지령 전압이 중간인 구간에서는 한 샘플링 주기 내에서 A상의 스위칭이 두 번째로 발생하게 된다. 이 때, 첫 번째 상의 스위칭이 발생한 이후에는 유효 전압 벡터가 인가되기 때문에 이로 인한 전류 변화 또한 고려해 주어야 한다. 결과적으로 A상의 스위칭 순간의 전류는 샘플링 시작 시점의 전류에 유효전압 벡터에 의한 전류 변화를 더해준 것으로 결정된다.

스위칭 주파수의 신호 주입 시, 각 상의 스위칭 순간의 전류를 계산한 결과는 그림 8과 같다. 이 때, 각 상의 스위칭 순간의 전류의 형태가 전동기의 회전 주파수의 2배 주파수를 가지며 역상분의 형태이다. 그림 5의

스위칭 순간의 전류와 전압 왜곡 사이의 관계에 의하면 전압 왜곡 또한 역상분 2고조파의 형태로 나타난다.

3.2절에서 살펴본 바에 의하면, 위치 추정 오차는 주입하는 전압과 전류 왜곡의 고조파 성분에 의해 결정된다. 스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에는 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 주입하는 전압의 부호가 반대로 나타날 뿐만 아니라 전압 왜곡의 부호 또한 반대로 나타난다.

따라서, (6)에 의해 결정되는 위치 추정 오차는 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 같은 방향으로 발생하게 된다. 따라서 발생한 위치 추정 오차는 신호 주입 주기 내에서 상쇄되지 못하고, 추정된 동기 좌표계에서의 전압 왜곡이 3고조파의 형태로 나타남에 따라 위치 추정 오차 또한 3고조파의 형태가 된다.

반스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에도, 스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우와 같은 방법으로 스위칭 순간의 전류를 계산할 수 있다. 그러나 이 경우에는 같은 온 시퀀스에서도 주입하는 전압의 부호가 바뀌기 때문에 이를 고려해주어야 한다. 결과적으로 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 스위칭 순간의 전류가 달라지게 된다.

반스위칭 주파수의 신호를 주입하였을 때, 온 시퀀스에서의 각 상의 스위칭 순간의 전류는 그림 9와 같이 나타난다. 이 때, 특정 부분을 확대시켜보면, 온 시퀀스에서도 주입하는 신호의 부호가 변갈아 나타나기 때문에 스위칭 주파수를 주입한 경우와는 달리 각 시퀀스마다 값이 불연속적으로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이 경우에도 스위칭 순간의 전류는 역상분 2고조파의 형태로 나타나며, 이로 인한 전압 왜곡 또한 역상분 2고조파의 형태를 갖는다. 이러한 특성은 스위칭 주파수의 신호를 주입하였을 때와 같으나 위치 추정 특성은 달라진다. 이 경우, 같은 온 시퀀스에서도 주입하는 전압의 부호가 계속해서 바뀌기 때문에, 그로 인한 위치 추정 오차가 반대 방향으로 발생하게 된다. 즉, 신호 주입 주기 내에서의 위치 추정 오차는 서로 상쇄되는 형태를 보인다. 결과적으로 인버터 특성에 의한 전압 왜곡은 위치 추정 성능에 거의 영향을 미치지 못하게 되어, 위치 추정 오차의 크기가 매우 작게 나타난다.

TABLE I
PARAMETERS FOR EXPERIMENTS

Parameter	Value
DC link voltage	320 [V]
Switching frequency	10 [kHz]
Injection voltage	40 [V]
Rated power	300 [W]
Rated current	4 [Apeak]
Pole	6
Back EMF constant (k_e)	0.064 [V·s]
Resistance (R_s+R_{inv})	0.76 [Ω]
Synchronous Inductances	$L_{dsh}=7.15, L_{qsh}=10.6$ [mH]

다음으로 부하 전류가 증가하여, 주입한 전압에 의한 전류 변화에 비해 부하 전류가 매우 커지는 경우에는 스위칭 순간의 전류는 부하 전류에 의해 결정된다. 이 경우 부하 전류가 기본파 형태로 나타남에 따라 스위칭 순간의 전류 역시 기본파 형태가 된다. 이 경우, 각 시퀀스에서의 전압 왜곡은 직류 오프셋(Offset)에 기본파가 더해진 형태로 유사하게 나타나는데 이는 전압 왜곡의 고조파 성분의 크기가 작다는 것을 의미한다. 따라서, 전압 왜곡의 고조파 성분에 의해 결정되는 위치 추정 오차 역시 그 크기가 작아진다. 즉, 정격 전류 조건에서는 인버터 특성이 위치 추정 오차에 미치는 영향이 작으며, 인덕턴스의 공간 고조파로 인한 6고조파가 우세하게 나타난다.

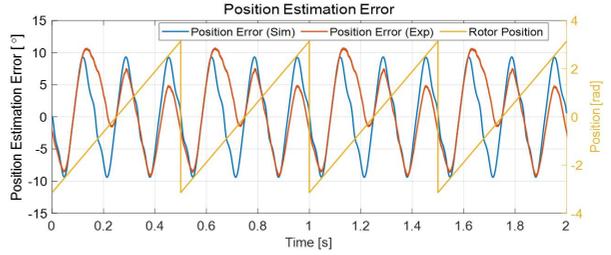
5. 실험 결과

분석한 결과의 타당성을 검증하기 위해 실험을 진행하였다. 실험에 사용한 전동기의 제정수는 표 1과 같으며, 일정한 속도로 전동기를 제어하기 위해 전동기-부하 전동기의 형태로 구성하였다.

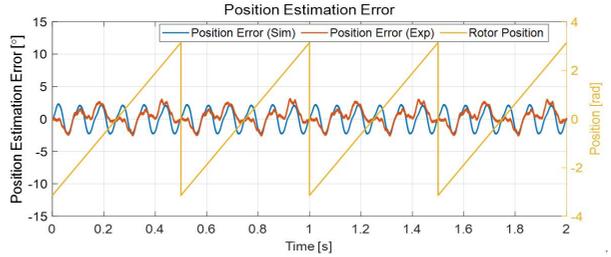
지금까지의 분석은 스위칭 순간의 전류를 통해 이루어졌으나 실제 실험에서 스위칭 순간의 전류를 측정하는 것은 쉽지 않다. 그러므로, 스위칭 순간의 전류로 인해 결정되는 위치 추정 오차를 이용하여 분석의 타당성을 검증하였다.

40r/min의 속도 하에서 40V의 고주파 전압을 주입하였을 때, 시뮬레이션과 실험을 통해 얻어진 위치 추정 오차를 비교한 결과는 그림 10과 같다.

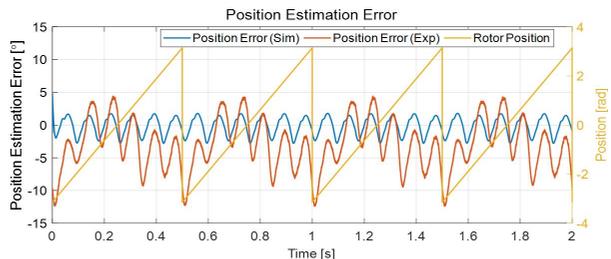
영전류 조건에서 스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에는 앞선 분석에서와 같이 인버터 특성에 의한 전압 왜곡이 우세하게 나타나 위치 추정 오차가 3고조파의 형태가 된다. 이 때, 3고조파의 형태가 일정하지 않은 것은 데드타임이나 기생 캐패시터, 스위칭 소자에 의한 신호 지연이 각 상에서 완전히 일치되지 못하고 불균형이 생기기 때문에 나타나는 현상이다.



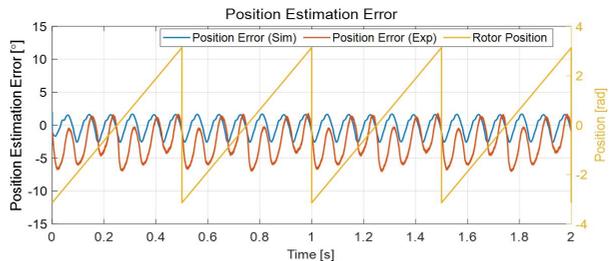
(a) Zero current/Switching frequency injection



(b) Zero current/Half-switching frequency injection



(c) Rated current/Switching frequency injection



(d) Rated current/Half-switching frequency injection

Fig. 10. Comparison of simulation and experiment.

인덕턴스의 공간 고조파에 의한 영향이 우세하여 6고조파 형태의 위치 추정 오차를 갖는다. 이 경우, 전류 센서의 스케일 오차 등으로 인한 2고조파 성분이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

다음으로 반스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우, 정격 전류 조건에서는 인버터에 의한 영향보다 전동기 자체의 특성에 의한 영향이 우세하기 때문에, 주입하는 주파수와 관계없이 인덕턴스의 공간 고조파에 의해 위치 추정 오차가 6고조파의 형태로 나타난다. 이 때, 전동기 자기회로(Magnetic circuit)의 포화로 인해 위치 추정 오차의 오프셋이 발생하며, 상 간 불균형으로 인한 고조파가 존재한다.

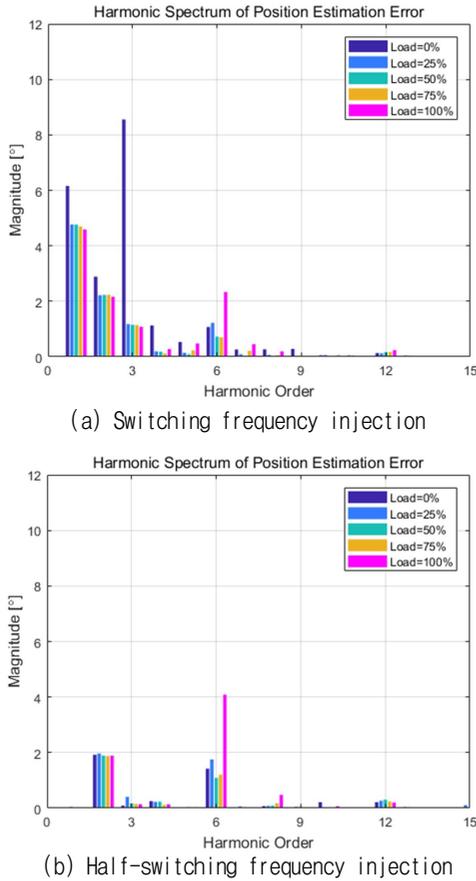


Fig. 11. Harmonic characteristics of position estimation error.

그림 11은 위치 추정 오차의 고조파 특성을 분석하기 위해 FFT한 결과를 나타낸 것이다. 스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우 무부하 조건에서는 인버터 특성에 의한 3고조파가 우세하게 나타나지만, 부하가 증가하면서 인버터의 영향이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 반스위칭 주파수의 신호를 주입한 경우에는 부하 조건과 관계없이 고조파 특성이 유사하게 나타나는데, 정격 전류 조건에서 6고조파 성분이 급격히 증가하는 것을 확인할 수 있다. 실제 실험에서는 인버터 특성과 인덕턴스의 공간 고조파에 의한 영향이 복합적으로 나타나는데, 경부하 조건에서와는 달리 정격 전류 조건에서 인덕턴스의 공간 고조파로 인한 위치 추정 오차의 6고조파 위상과 인버터 특성으로 인한 위치 추정 오차의 6고조파 위상이 같아지면서 위치 추정 오차가 증가하기 때문에 나타나는 현상이다.

6. 결 론

본 논문에서는 반송파 기반 매입형 영구자석 전동기의 센서리스 운전에서 주입하는 신호의 주파수에 따른 전압 합성 오차와 위치 추정 오차에 대해 분석하였다. 이를 위해 인덕턴스의 공간 고조파와 인버터의 비이상

적인 특성으로 인한 전압 왜곡이 위치 추정 성능에 미치는 영향을 분석하고, 스위칭 순간의 전류와 전압 왜곡 사이의 관계를 고려하여 인버터의 특성에 의한 위치 추정 오차에 대해 분석하였다. 무부하 상태에서 스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에 스위칭 순간의 전류는 역상분 2고조파의 형태로 나타나며, 그로 인한 위치 추정 오차는 3고조파로 나타난다. 반스위칭 주파수의 신호를 주입하는 경우에는 주입 주기 내에서 인버터 특성으로 인한 위치 추정 오차가 상쇄되며, 인덕턴스의 공간 고조파로 인한 영향이 우세하게 나타난다. 정격 부하 조건에서는 인버터 특성보다 전동기 자체의 특성이 우세하여 위치 추정 오차는 인덕턴스의 공간 고조파로 인한 6고조파의 형태로 나타난다. 스위칭 전류의 계산식은 시뮬레이션을 통해 검증하였으며, 위치 추정 오차에 대한 분석의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

References

- [1] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, pp. 1054-1061, Jul./Aug. 2002.
- [2] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, pp. 288-295, Apr. 2003.
- [3] Y. D. Yoon, S. K. Sul, S. Morimoto, and K. Ide, "High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 47, pp. 1361-1370, May/Jun. 2011.
- [4] D. Kim, Y. C. Kwon, S. K. Sul, J. H. Kim, and R. S. Yu, "Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 52, pp. 302-312, Jan./Feb. 2016.
- [5] P. L. Xu and Z. Q. Zhu, "Comparison of carrier signal injection methods for sensorless control of PMSM drives," *Conference on Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)*, pp. 5616 - 5623, 2015.
- [6] H. Kim and R. D. Lorenz, "Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives," *Proc. Of IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 2, pp. 977-984, Oct. 2004.
- [7] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R. Lorenz, "A comparative analysis of pulating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control," in *Proc. 23rd Annual, IEEE APEC 2008*, pp. 879-885, May 2008.
- [8] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R. Lorenz, "A comparative analysis of pulating vs. rotating vector c

carrier signal injection-based sensorless control,” in *Proc 23rd Annual, IEEE APEC 2008*, pp. 879–885, May 2008.

- [9] Z. Q. Zhu, Y. Li, D. Howe, and C. M. Bingham, “Compensation for rotor position estimation error due to cross-coupling magnetic saturation in signal injection based sensorless control of PM brushless AC motors,” *Electric Machines & Drives Conference(IEMDC) 2007*, Jul. 2007.



황채은(黃彩銀)

1992년 9월 12일생. 2016년 서울대 공대 전기·정보공학부 졸업. 2018년 동 대학원 전기·정보공학부 졸업(석사). 2018년~현재 서울대 전력연구소 연구원.



이영기(李永基)

1990년 6월 30일생. 2013년 서울대 공대 전기·정보공학부 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기·정보공학부 석·박사과정.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003~2004년 일본 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기·정보공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~2011년 기초 전력연구원 원장. 2011년 ICPE'11 General Chairman. 2012년~2014년 당 학회 JPE Editor-in-Chief. 2015년 당 학회 회장.