

구형파 신호 주입을 이용한 IPMSM 센서리스 제어에서 개선된 신호처리 기법

박내춘¹, 김상훈[†]

IPMSM Sensorless Control Using Square-Wave-Type Voltage Injection Method with a Simplified Signal Processing

Nae-Chun Park¹, and Sang-Hoon Kim[†]

Abstract - This paper presents an improved signal processing technique in the square-wave-type voltage injection method for IPMSM sensorless drives. Since the sensorless method based on the square-wave voltage injection does not use low-pass filters to get an error signal for estimating rotor position and allows the frequency of the injected voltage signal to be high, the sensorless drive system may achieve an enhanced control bandwidth and reduced acoustic noise. However, this sensorless method still requires low-pass and band-pass filters to extract the fundamental component current and the injected frequency component current from the motor current, respectively. In this paper, these filters are replaced by simple arithmetic operations so that the time delay for estimating the rotor position can be effectively reduced to only one current sampling. Hence, the proposed technique can simplify its whole signal process for the IPMSM sensorless control using the square-wave-type voltage injection. The proposed technique is verified by the experiment on the 800W IPMSM drive system.

Keywords: IPMSM, sensorless control, square-wave voltage injection, initial rotor position estimation

1. 서 론

매입형 영구자석 동기 전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)는 효율이 높고 출력 밀도가 크며 빠른 제어 동특성을 얻을 수 있기 때문에 최근 순시 토크 제어가 요구되는 다양한 고성능 전동기 구동분야에서 그 적용이 증가하고 있다^[1].

순시 토크 제어를 위한 영구자석 동기 전동기의 벡터 제어시 자속각 검출을 위해 위치 센서(Sensor)가 필요하다^[2]. 통상 위치 센서로는 고가의 레졸버(Resolver) 또는 엔코더(Encoder) 등이 사용된다. 이러한 센서를 사용하

는 경우 시스템의 비용이 증가한다는 근본적인 문제와 더불어, 시스템의 부피가 커지고, 추가된 인터페이스(Interface) 회로와 센서로 인한 고장 가능성 증가로 인해 전체 시스템의 신뢰성이 낮아지는 등의 여러 문제가 발생한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 속도나 위치 센서를 사용하지 않는 센서리스(Sensorless) 벡터 제어에 대한 연구가 활발히 진행되어 오고 있다. 지금까지 연구된 센서리스 제어 기법은 크게 전동기의 모델을 이용하는 방법과 신호 주입을 이용하는 방법으로 분류할 수 있다^[3]. 전동기 모델을 이용하는 방법은 후자에 비해 구현이 간단하고, 중속이상의 운전영역에서는 충분한 제어 성능을 얻을 수 있지만, 역기전력 정보를 기반으로 하기 때문에 저속 영역에서는 만족할 만한 성능을 얻을 수 없다^{[4][5]}. 신호 주입을 이용하는 방법은 전동기의 공간적 또는 자기적 돌극성(Saliency)으로부터 회전자의 위치 정보를 얻어낸다^[6]. 이러한 물리적 특성들은 비교적 속도에 무관하게 나타나므로 정지시나 극저속 영역에도 센서리스 제어에 이용될 수 있다는 장점이 있다. 그러나 주입

Paper number: TKPE-2013-18-3-4 ISSN: 1229-2214
[†] Corresponding author: kshoon@kangwon.ac.kr, Dept. of Electric & Electrical Engineering, Kangwon Nat'l Univ.
 Tel: +82-33-250-6293 Fax: +82-33-241-3775
¹ Dept. of Electric & Electrical Engineering, Kangwon Nat'l University.

Manuscript received Dec. 5, 2012; accepted Feb. 5, 2013

— 본 논문은 2012년 추계학술대회 우수추진논문임

— 본 논문은 2012년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

된 전압을 발생하기위해 추가적인 전압이 필요하여 고속 영역에서의 사용이 제한되며, 주입 신호에 따른 소음이 발생하고, 복잡한 연산 과정을 거쳐야한다는 문제를 가지고 있다.

고주파 신호 주입을 이용한 센서리스 제어 기법에서는 통상 정현파 형태의 고주파 전압을 전동기의 입력 전압에 추가적으로 주입한다. 이러한 고주파 전압은 정좌표계^[7] 또는 동기좌표계^[6] 등의 다양한 좌표계에서 주입될 수 있으나, 추정된 동기좌표계의 d축에 주입하는 방법이 신호처리도 간단하고 더 나은 성능을 보이므로 가장 유리하다고 알려져 있다. 그림 1에 동기좌표계에서 고주파 주입을 이용한 센서리스 제어 기법의 블록도가 보인다.

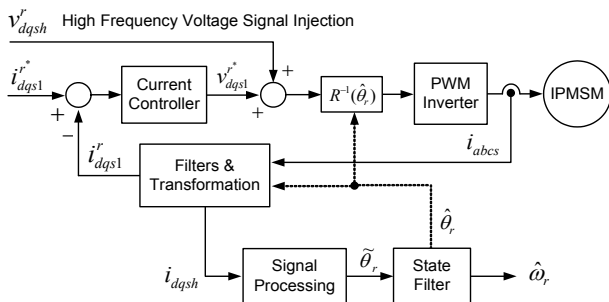


Fig. 1 Block diagram of rotor position estimator by high frequency voltage injection

정현파의 고주파 전압 주입을 이용한 센서리스 기법들은 주입된 전압에 의해 유기된 고주파 전류로부터 위치 추정 오차를 추출하는 신호 처리(Signal Processing) 과정에서 저역 통과 필터(Low Pass Filter, LPF)를 사용해야하기 때문에 센서리스 제어 루프(Loop)에 시지연이 발생하게 되어 제어 동특성이 저감될 수 있다.

최근 이러한 저역 통과 필터를 제거하고 신호 처리를 단순하게하기 위하여 구형파 형태의 전압을 주입하는 기법이 제안되었다^[8]. 이 방법은 스위칭 주파수의 1/2에 해당하는 높은 주파수의 구형파 전압을 사용하기 때문에 주입 신호에 의한 소음이 줄어들며, 제어 대역폭을 높일 수 있고, 또한 회전자 자속각의 연산시 저역 통과 필터를 사용하지 않아 제어 동특성을 향상시킬 수 있다고 알려져 있다^{[8][9]}.

그러나 구형파 전압을 주입하는 기법에서도 그림 2에 보이듯이 전류 제어에 필요한 기본파 성분 전류의 추출과 회전자 위치 추정을 위한 주입된 고주파 성분의 전류를 추출하는 과정에서 각각 저역 통과 필터와 대역 통과 필터(Band Pass Filter, BPF)가 요구된다.

본 논문에서는 이러한 저역 통과 필터와 대역 통과 필터를 간단히 구현함으로써 필터 사용에 의해 발생하는 시지연을 줄일 수 있는 개선된 신호처리 기법을 제안한다. 제안된 기법으로는 이러한 전류를 얻는 과정에서 단지 한 샘플링(Sampling)의 시지연만이 발생한다.

또한 추출한 고주파 성분 전류로부터 매 샘플링마다 자속각을 추정할 수 있도록 신호처리 과정을 더욱 단순화 하였다. 제안된 기법은 800W IPMSM을 이용한 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. 구형파 주입을 이용한 센서리스 기법

본 논문에 적용한 구형파 전압을 이용한 센서리스 기법에서 주입된 구형파 전압은 그림 3에 보이며 식(1)과 같이 주어진다^[8]. 이러한 구형파의 고주파 전압은 추정된 동기좌표계 d축의 전류 제어기 출력에만 더해진다.

$$V_{dsh}^r = \begin{cases} V_h & \text{half duty} \\ -V_h & \text{otherwise} \end{cases}, \quad V_{qsh}^r = 0 \quad (1)$$

여기서, V_h 는 주입한 고주파 전압의 크기이다.

추정된 회전자 좌표계의 d축에 주입된 구형파 전압에 의해 IPMSM의 전류에 유기된 고주파 성분 i_{dsh}^s 는 추정 자속각에 오차 $\tilde{\theta}_r (= \theta_r - \hat{\theta}_r)$ 가 있는 경우 식(2)와 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$\begin{bmatrix} i_{dsh}^s \\ i_{qsh}^s \end{bmatrix} = [R(\theta_r)]^{-1} [Z]^{-1} [R(\tilde{\theta}_r)] \begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} \approx V_{dsh}^r T_s \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_r)\cos(\tilde{\theta}_r) + \sin(\theta_r)\sin(\tilde{\theta}_r)}{L_{dh}^r} + \frac{\sin(\theta_r)\sin(\tilde{\theta}_r)}{L_{qh}^r} \\ \frac{\sin(\theta_r)\cos(\tilde{\theta}_r)}{L_{dh}^r} - \frac{\cos(\theta_r)\sin(\tilde{\theta}_r)}{L_{qh}^r} \end{bmatrix} \quad (2)$$

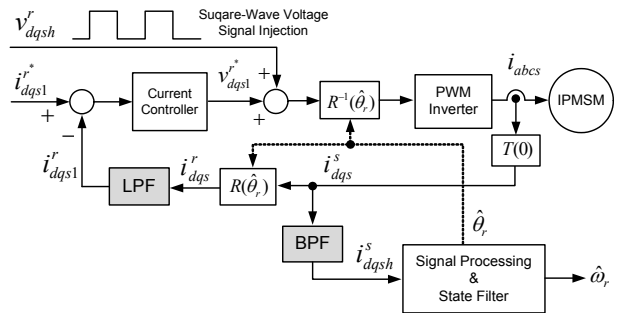


Fig. 2 Block diagram of rotor position estimator by square-wave voltage injection

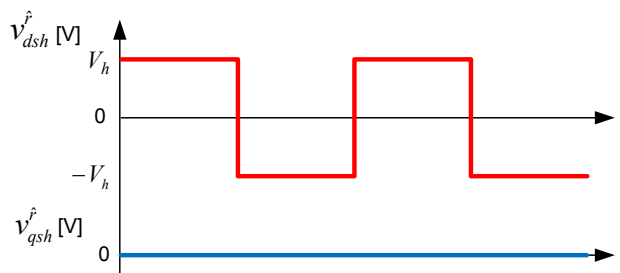


Fig. 3 Square-wave-type injection voltage

여기서 θ_r 과 $\hat{\theta}_r$ 은 각각 실제 자속각과 추정 자속각이며 T_s 는 샘플링 시간이다. 또한 IPMSM에서 고주파 임피던스 Z^r 은 다음과 같이 주어진다.

$$[Z^r] = \begin{bmatrix} R_{dh}^r + sL_{dh}^r & -\omega_r L_{qh}^r \\ \omega_r L_{dh}^r & R_{qh}^r + sL_{qh}^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} sL_{dh}^r & 0 \\ 0 & sL_{qh}^r \end{bmatrix} \quad (3)$$

추정 위치 오차가 매우 작다고 가정하면($\tilde{\theta}_r \approx 0$) 식(2)는 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{dsh}^s \\ i_{qsh}^s \end{bmatrix} = V_{dsh}^r T_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \frac{L_{dh}^r}{L_{qh}^r} \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4)$$

이로부터 주입된 전압의 부호를 고려하면 고주파 성분 전류의 크기 $|i_{dsh}^s|, |i_{qsh}^s|$ 는 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} |i_{dsh}^s| \\ |i_{qsh}^s| \end{bmatrix} = \frac{V_h T_s}{L_{dh}^r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 전류를 사용하여 회전자의 위치는 식(6)과 같이 역탄젠트(Arc tangent) 함수를 이용한 직접 연산을 통해 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_{r-Cal} = \tan^{-1} \left(\frac{|i_{qsh}^s|}{|i_{dsh}^s|} \right) \quad (6)$$

이와 같이 회전자 자속각의 정보를 얻는 과정에 저역 통과 필터를 사용하지 않는다는 것이 구형파 전압을 이용한 방식과 기존의 정현파 전압 주입을 이용한 센서리스 제어 방식들과의 차이점이다. 또한 연산된 자속각으로부터 그림 4에 보이는 상태 필터(State Filter) 또는 추정기(Observer)를 통해 센서리스 제어에 필요한 회전자 위치와 속도를 추정하게 되는데, 이 경우에도 저역 통과 필터를 사용하지 않는다. 이렇듯 구형파 형태의 고주파 전압을 주입하는 방식은 자속각 정보를 얻는 과정에서 저역 통과 필터를 사용하지 않기 때문에 필터로 인해 발생하는 시지연을 제거할 수 있어 센서리스 제어 성능을 향상시킬 수 있다.

그러나 구형파 전압을 주입하는 센서리스 방식에서도 그림 2에 보이듯이 전동기의 측정 전류로부터 전류 제어의 구현에 필요한 기본파 성분 전류의 추출과 회전자 위치 추정을 위해 필요한 주입된 고주파 성분의 전류를 추출하는 과정에서 각각 저역 통과 필터와 대역 통과 필터가 요구된다.

본 논문에서는 구형파 전압을 주입하는 센서리스 방식에서 이러한 저역 통과 필터와 대역 통과 필터를 간단히 처리하여 필터사용으로 인한 시지연을 줄일 수 있는 신호처리 기법을 제안한다.

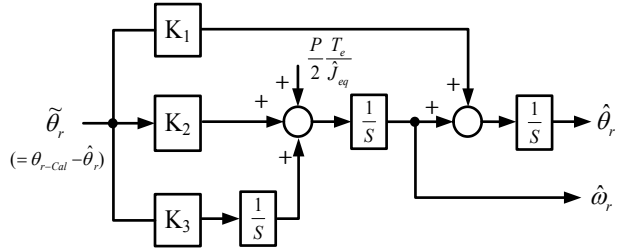


Fig. 4 Block diagram of position observer

3. 제안하는 신호처리 기법

그림 5는 동기좌표계 d축에 주입한 고주파 전압과 그에 따른 전동기의 전류를 보이고 있다.

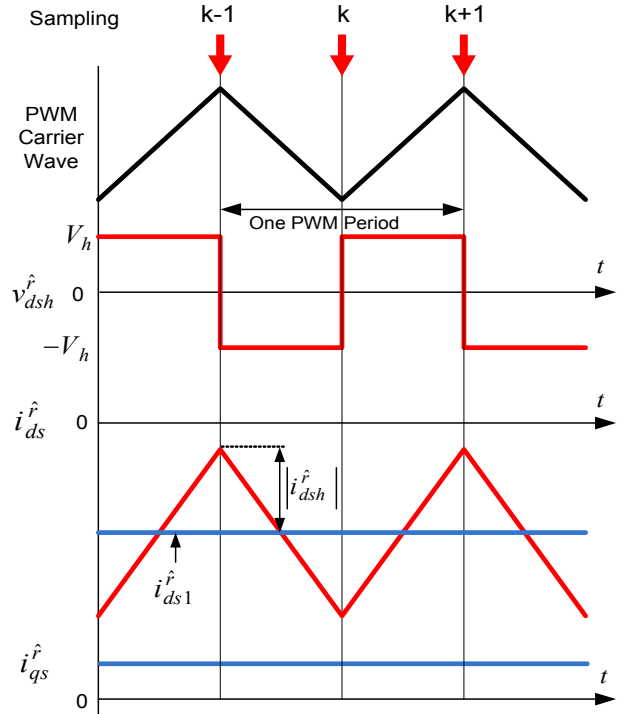


Fig. 5 Pulsating injection voltage and the corresponding currents

주입한 고주파 전압으로 전동기의 전류에는 식(7)과 같이 기본파 성분 i_{dqsl} 과 주입된 전압에 의한 고주파 성분 i_{dqsh} 가 포함된다.

$$i_{dqs} = i_{dqsl} + i_{dqsh} \quad (7)$$

이러한 전동기의 측정 전류에서 전류 제어기의 구현 값으로 사용될 기본파 성분을 추출하기 위해 통상적으로

저역 통과 필터가 사용되고, 위치 추정을 위한 신호처리에 필요한 고주파 성분 전류를 추출하기 위해 대역 통과 필터가 사용된다.

본 논문에서는 저역 통과 필터를 사용하지 않고 샘플링된 두 개의 전류로부터 다음과 같이 간단히 동기좌표계의 기본파 전류 \hat{i}_{dqsl}^r 을 추출할 수 있다. 식(1)과 같은 구형파 전압을 주입한 경우, 각 샘플링 시점에서의 전동기 전류는 식(8)과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{dqs}^r[k-1] &= \hat{i}_{dqsl}^r + \hat{i}_{dqsh}^r \\ \hat{i}_{dqs}^r[k] &= \hat{i}_{dqsl}^r - \hat{i}_{dqsh}^r \end{aligned} \quad (8)$$

이 식으로부터 기본파 성분 전류 \hat{i}_{dqsl}^r 은 현재 샘플링한 전류와 한주기 전 샘플링한 전류로부터 다음과 같이 간단히 구할 수 있다.

$$\hat{i}_{dqsl}^r = \frac{\hat{i}_{dqs}^r[k] + \hat{i}_{dqs}^r[k-1]}{2} \quad (9)$$

이와 같이 기존의 시지연을 발생하는 저역 통과 필터의 사용없이 기본파 성분 전류를 간단히 추출할 수 있다. 이 경우 단지 전류 한 샘플링의 시지연만 발생한다.

다음으로 자속의 위치 정보를 얻기 위해 측정된 전동기의 전류로부터 주입된 고주파 전압의 주파수 성분을 가진 전류를 추출해야만 한다. 이를 위해 통상적으로 사용되는 대역 통과 필터는 시지연을 발생시키므로 센서리스 제어의 대역폭을 감소시키며, 주입하는 고주파 전압의 주파수를 스위칭 주파수의 1/2이하로 제한시킨다.

추출된 고주파 성분 전류를 사용하여 위치를 추정하기 위한 신호처리 방법으로는 신호처리에 유리한 정지좌표계에서의 d와 q축 전류를 이용하는 방법과 추정된 동기좌표계에서 q축 전류를 이용하는 방법이 주로 사용된다. 본 논문에서는 이러한 두 방법에서 고주파 성분 전류의 추출과 자속각을 얻기 위한 신호처리 과정을 보다 간단히 할 수 있는 기법을 제안한다.

3.1 정지좌표계에서 신호처리 기법

정지좌표계에서의 d와 q축 전류를 이용하는 방법에서는 위치 추정을 위해 정지좌표계의 고주파 성분 전류 i_{dqsh}^s 가 요구된다. 앞서 식(9)로부터 추정된 기본파 전류는 동기좌표계의 값이므로 이를 정지좌표계 전류 i_{dqsl}^s 로 변환하여 다음과 같은 식으로 시지연을 발생하는 대역 통과 필터의 사용없이 정지좌표계의 고주파 성분 전류 i_{dqsh}^s 를 간단히 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{dqsh}^s &= i_{dqs}^s - R^{-1}(\hat{\theta}_r) i_{dqsl}^r \\ &= i_{dqs}^s - \hat{i}_{dqsl}^s \end{aligned} \quad (10)$$

제안된 기법은 대역 통과 필터를 사용하지 않기 때문에 인버터의 스위칭 주파수와 동일한 높은 주파수의 전압 주입이 가능하다. 따라서 주입 전압의 주파수가 스위칭 주파수의 1/2까지로 제한되는 기존 방식^[8]보다 센서리스 제어 동특성 향상과 소음 감소에 더욱 유리하다. 이렇게 얻어진 고주파 성분 전류를 사용하여 자속각을 추정하기 위한 신호처리 방법은 다음과 같다.

추출된 고주파 성분 전류를 이용하여 자속각을 얻기 위해서는 식(6)에서 알 수 있듯이 그 전류의 크기 $|i_{qsh}^s|$ 를 알아야 한다. 기존의 방식^{[8][9]}에서는 연속으로 샘플링한 두 고주파 성분 전류의 차이로부터 $|i_{qsh}^s|$ 를 구한다. 그러나 본 논문에서는 식(11)과 같이 매 샘플링한 전류 i_{dqsh}^s 에 주입한 구형파 전압의 부호를 고려하여 그 전류의 크기를 바로 구함으로써 샘플링 지연이 발생하지 않게 하였다.

$$|i_{dqsh}^s| = \text{sign}(v_{dsh}^r) \cdot i_{dqsh}^s \quad (11)$$

제안된 기본파 전류 및 고조파 전류와 그 크기 추출에 대한 전체 신호처리 과정이 그림 6에 보인다.

3.2 추정된 동기좌표계에서 신호처리 기법

추정된 동기좌표계 d축에 고주파 전압 v_{dsh}^r 를 주입하는 기법에서 추정된 위치가 정확한 경우 주입된 고주파 전압에 의해 유기된 전류는 d축에만 나타나며, q축에는 나타나지 않는다. 그러므로 이 기법에서는 동기좌표계의 q축에 나타난 고주파 성분 전류를 회전자 위치 오차를 구하는데 사용한다. 따라서 추정된 동기좌표계의 q축 전류를 이용하는 방법에서는 위치 추정을 위해서는 동기좌표계의 고주파 성분 전류가 요구된다.

추정된 동기좌표계의 d축에 고주파 전압을 인가하였을 때 위치 오차 $\tilde{\theta}_r (= \theta_r - \hat{\theta}_r)$ 이 있는 경우에는 실제 동기좌표계의 전압 v_{dqsh}^r 는 식(12)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = T(\tilde{\theta}_r) \begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = \pm V_h \begin{bmatrix} \cos\tilde{\theta}_r \\ -\sin\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (12)$$

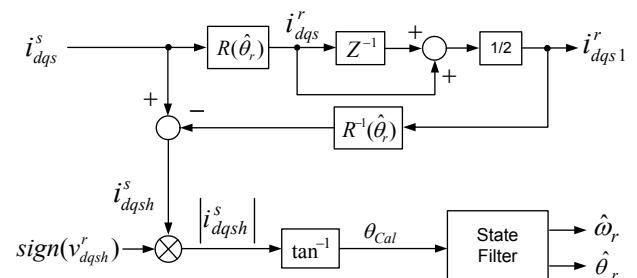


Fig. 6 Proposed signal processing method

식(12)의 고주파 전압에 의해 유기된 고주파 전류의 크기는 IPMSM에 대한 고주파 전압 모델로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다^[8].

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh}^r \\ \hat{i}_{qsh}^r \end{bmatrix} &= T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dh}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} \\ &= \pm T_s \cdot V_h \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dh}} \cos \tilde{\theta}_r \\ -\frac{1}{L_{qh}} \sin \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

이러한 실제 동기좌표계의 고주파 전류로부터 추정된 동기좌표계의 전류는 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh}^r \\ \hat{i}_{qsh}^r \end{bmatrix} &= [T(\tilde{\theta}_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh}^r \\ \hat{i}_{qsh}^r \end{bmatrix} \\ &= \pm T_s \cdot V_h \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \tilde{\theta}_r}{L_{dh}} + \frac{\sin^2 \tilde{\theta}_r}{L_{qh}} \\ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_{dh}} - \frac{1}{L_{qh}} \right) \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

위 식으로부터 위치 오차 $\tilde{\theta}_r$ 은 식(15)와 같이 추정된 동기좌표계 q축의 고주파 성분 전류에 비례함을 알 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r = K \cdot |\hat{i}_{qsh}^r| \quad \left(K = \frac{L_{dh} L_{qh}}{(L_{qh} - L_{dh}) T_s V_h} \right) \quad (15)$$

기존의 방법에서는 식(14)의 q축 전류로부터 회전자 위치 오차를 얻기 위해 대역 통과 필터와 저역 통과 필터를 사용하였다. 본 논문에서는 이러한 필터를 사용하지 않고 다음과 같이 위치 오차를 간단히 구할 수 있다.

추정된 동기좌표계 q축의 고주파 성분 전류를 이용한 제안된 전체 신호처리 과정이 그림 7에 보인다. 추정된 동기좌표계의 q축 전류는 기본과 성분과 고주파 성분의 전류들로 구성되어 있으므로, 3.1절에서 설명한 바와 유사하게 측정된 전류 \hat{i}_{qs}^r 에서 식(9)로부터 추출한 기본과 성분 전류 \hat{i}_{qs1}^r 을 빼서 고주파 성분 전류 \hat{i}_{qsh}^r 를 추출할 수 있다. 또한 추출된 고주파 성분 전류에 주입된 전압의 부호를 곱하여 고주파 성분 전류의 크기 $|\hat{i}_{qsh}^r|$ 를 매 샘플링마다 시지연 없이 바로 구할 수 있다.

이렇게 추출된 고주파 성분 전류의 크기로부터 위치 오차를 구해 그림 4와 같은 위치 상태 필터를 통해 센서리스 제어에 필요한 회전자 위치와 속도를 추정하게 된다.

Table 1. IPMSM parameters

Parameters	800 [W]
Rs	1.8 [Ω]
Ld	9.93 [mH]
Lq	16.3 [mH]
λ_{PM}	0.114 [Wb]

4. 실험 결과

제안된 센서리스 제어를 위한 신호처리 기법의 타당성을 검증하기 위하여 그림 8에 보이는 800W IPMSM 구동 시스템에 대하여 실험을 수행하였다. 제어기로는 TI(Texas Instruments)사의 32-비트급 DSC(Digital Signal Controller)인 TMS320F28335를 사용하였고, 인버터의 스위칭 주파수는 5[kHz], 전류 샘플링 주기는 100[usec]로 하였다. 자속각 추정을 위해 주입된 구형파 형태의 고주파 전압의 크기는 20[V]이고 주파수는 스위칭 주파수와 동일한 5[kHz]이다. 실험에 사용한 IPMSM의 제정수는 표 1과 같다.

그림 9는 정지좌표계에서의 d와 q축 전류를 이용한 신호처리 방법에서 제안된 기법으로 추출한 고주파 성분 전류 \hat{i}_{dqsh}^s 와 그 크기 $|\hat{i}_{dqsh}^s|$ 를 나타낸다.

그림 10은 그림 9의 고주파 성분 전류에서 제안된 기법으로 얻은 고주파 전류의 크기 $|\hat{i}_{dqsh}^s|$ 로부터 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$ 와 실제 회전자 위치 θ_r 을 보이고 있다. 이 경우 회전자의 속도는 300r/min이다. 제안한 기법으로 회전자의 위치를 정확히 추정함을 알 수 있다.

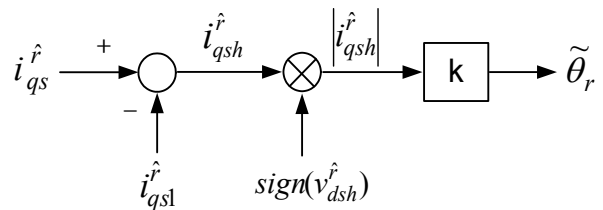


Fig. 7 Block diagram of proposed method in the estimated rotor reference frame.

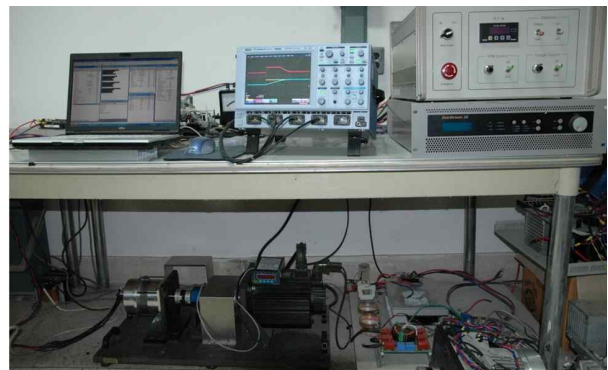


Fig. 8 IPMSM drive system

그림 11은 정역운전시의 특성으로 속도 지령을 -500 r/min에서 500r/min으로 변화시켰을 때의 실제 속도와 추정 속도 그리고 실제 회전자 위치와 추정된 회전자 위치를 나타내고 있다.

그림 12는 300r/min으로 운전시 스텝(Step)으로 정격 부하를 인가한 경우 추정 성능을 보이고 있다. 전 부하가 인가된 경우에도 좋은 추정 특성을 보임을 알 수 있다.

그림 13은 정지 시부터 300r/min까지 가속한 결과를 나타내고 있다. 회전자의 초기 위치를 추정한 후 자극 관정을 통해 극성 오차를 보상하여 기동하는 것을 볼 수 있다 또한 기동 시부터 실제 속도를 잘 추정하는 것을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 구형파 전압 주입을 이용한 IPMSM의

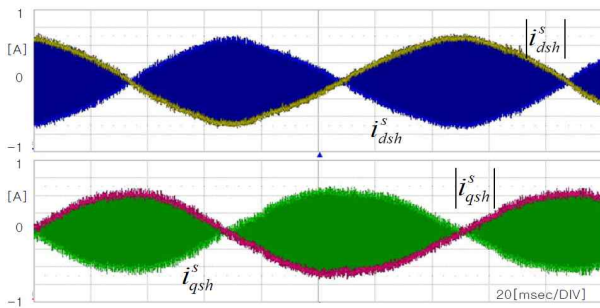


Fig. 9 Extracted high frequency currents

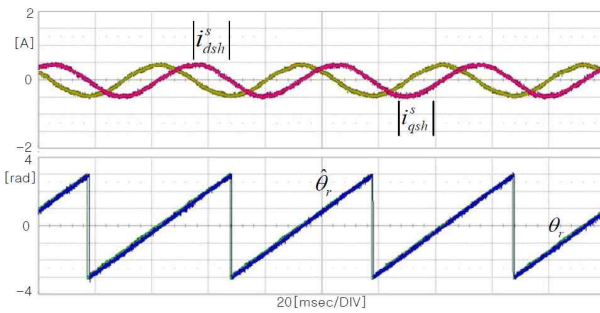


Fig. 10 Rotor position estimation performance

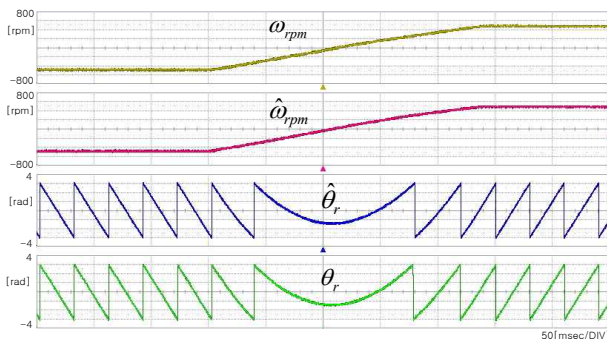


Fig. 11 Speed control performance

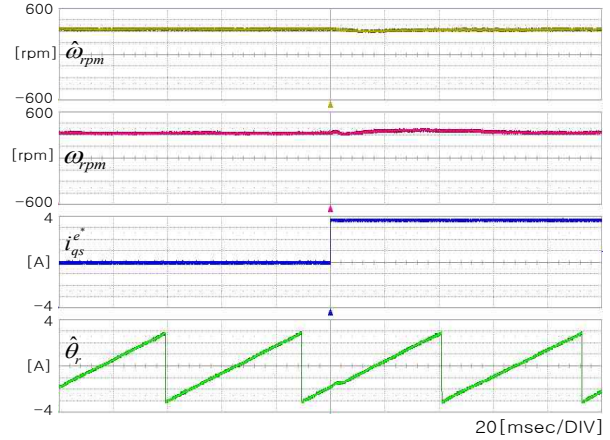


Fig. 12 Performance for full load condition.

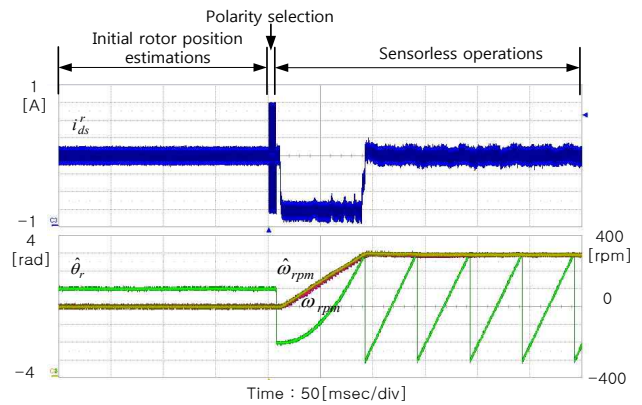


Fig. 13 Starting performance

센서리스 제어 기법에서 개선된 신호처리 기법을 제안 하였다. 제안된 기법으로 기본파 전류의 추출과 고주파 성분 전류의 추출에 필요한 필터를 한 전류 샘플링의 시지연만 갖도록 간단히 구현하였으며, 자속각 추정에 필요한 신호처리 역시 시지연없이 매 샘플링마다 처리 하도록 개선하였다. 이로 인해 제안된 신호 처리 기법에서는 주입하는 고주파 전압의 주파수가 인버터의 스위칭 주파수까지 가능하기 때문에 기존 방식보다 센서리스 제어 동특성 향상과 소음 감소에 더욱 유리하다. 제안된 신호처리 기법은 800W급 IPMSM 구동시스템에 적용하여 그 타당성을 검증하였다.

본 논문은 2011년도 강원대학교 학술연구조성비로 연구하였음.

References

[1] N. Bianchi and T.M. Jahns, "Design analysis, and control of interior PM synchronous machines," in *Tutorial Course Notes, IEEE IAS Annu. Meeting, Seattle, WA, pp. 1.1-1.10, 2004,*

- [2] Sang-Hoon Kim, *DC AC BLDC Motors Control*, Chap.6, Bogdoo, Ver.3, 2012.
- [3] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE IAS Annu. Mtg. Conf. Rec.*, pp. 493-499, 1989.
- [4] N. Matsui, "Sensorless PM brushless dc motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 43, pp. 300-308, 1996.
- [5] S. Morimoto, K. Kawamotor, 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, No. 4, pp. 1054-1061, 2002.
- [6] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 35, No. 1, pp. 45-51, 1999.
- [7] P. L. Jasnsen and R. D. Loesnz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 2, pp. 240-247, 1995.
- [8] 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, No. 3, pp. 1361-1370, 2011.
- [9] S. M. Kim, J. I. Ha, S. K. Sul, "PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, No. 5, pp. 1576-1587, 2012.



박내춘(朴內春)

1982년 1월 24일생. 2006년 강원대 전기전자공학부 졸업. 2008년 동 대학원 졸업(석사). 현재 강원대 전기전자공학부 박사과정.



김상훈(金相勳)

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~1996년 대우중공업 철도차량 연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대 전기전자공학과 교수. 당 학회 편집위원.