

저속 센서리스 제어의 역기전력 추정 성능 향상을 위한 모터 파라미터 추정과 전압 오차의 개선

Identification of Motor Parameters and Improvement of Voltage Error for Improvement of Back-emf Estimation in Sensorless Control of Low Speed Operation

김 경 훈* · 윤 철** · 조 내 수*** · 장 민 호§ · 권 우 현†

(Kyung-Hoon Kim · Chul Yun · Nae-Soo Cho · Min-Ho Jang · Woo-Hyen Kwon)

Abstract - This paper propose a method to identify the motor parameters and improve input voltage error which affect the low speed position error of the back-emf(back electromotive force) based sensorless algorithm and to secure the operation reliability and stability even in the case where the load fluctuation is severe and the start and low speed operation frequently occurs. In the model-based observer used in this paper, stator resistance, inductance, and input voltage are particularly influential factors on low speed performance. Stator resistance can cause resistance value fluctuation which may occur in mass production process, and fluctuation of resistance value due to heat generated during operation. The inductance is influenced by the fluctuation due to the manufacturing dispersion and at a low speed where the change of the current is severe. In order to find stator resistance and inductance which have different initial values and fluctuate during operation and have a large influence on sensorless performance at low speed, they are commonly measured through 2-point calculation method by 2-step align current injection. The effect of voltage error is minimized by offsetting the voltage error. In addition, when the command voltage is used, it is difficult to estimate the back-emf due to the relatively large distortion voltage due to the dead time and the voltage drop of the power device. In this paper, we propose a simple circuit and method to detect the voltage by measuring the PWM(Pulse Width Modulation) pulse width and compensate the voltage drop of the power device with the table, thereby minimizing the position error due to the exact estimation of the back-emf at low speed. The suitability of the proposed algorithm is verified through experiment.

Key Words : Permanent magnet synchronous motor, Motor parameter identification, Voltage error, Sensorless control, 2-point calculation

1. 서 론

영구자석 동기전동기의 센서리스 제어는 산업현장의 다양한 목적과 요구사항을 만족하기 위해 많이 연구되어 왔다. 냉장고 압축기 내부와 같이 온도와 압력이 높아 센서를 사용하기 어려운 환경은 물론이고, 가격상승에 민감하여 고가의 고성능 센서를 사용하기 어려운 가전분야에서도 고성능을 구현하기 위하여 센서리스 제어에 대한 연구가 진행되어 왔다.

한편 드림세탁기와 같은 가전분야 전동기에서도 고성능과 에

너지 효율 등으로 센서리스 제어에 대한 요구가 커지고 있다. 일반적으로 드림세탁기에는 해상도가 낮은 센서를 사용하여 회전자 위치를 감지하고 있는데, 이러한 센서는 모터에 치부하는 과정에서 조립편차로 인해 토크맥동을 일으킬 수 있고 또한 홀센서 2개로 회전자 위치를 판단하려다 보니 불연속 구간이 생겨 전류리플에 의한 토크맥동과 전자기 소음이 발생할 수 있다. 따라서 이러한 해상도가 낮은 센서를 사용하는 환경에서 발생할 수 있는 불연속 구간 존재로 인한 제어특성을 개선하기 위해 다수의 연구가 시도되기도 했다[1-3]. 이들은 위에서 언급한 문제점을 어느 정도 개선할 수 있으나 센서가 불량인 경우는 정상적인 운전이 불가능한 문제점이 있다. 따라서 저해상도 센서 사용으로 인한 제어성능 저하를 개선하면서 원가절감을 달성하기 위해 센서리스 제어가 필요하고 이에 대한 연구 또한 시도되었다[4-5]. K. Y. Cho[4]는 운전 중 온도에 영향을 받아 변하는 고정자 저항을 알기 위해 전압과 전류의 비로 연산하지만 데드타임 영향과 인버터 전력소자 전압강하로 인해 지령전압과 실제전압의 차이가 발생하고 이로 인해 고정자 저항과 전압의 오차로 위치오차가 증가한다. Song Chi[5]는 모델 기반 슬라이딩 모드 관측기로 추종을 하나, 사용되는 파라미터 변동에 대한 한계나 영향이 분석되어

† Corresponding Author : School of Electronics Engineering, Kyung-pook National University, Korea.

E-mail: whkwon@ee.knu.ac.kr

* School of Electronics Engineering, Kyung-pook National University, Korea.

** Development Center, Control Technology, Control Technology Team 3, Doosan Machine Tools, Korea.

***Dept. of Electronics & Data Communication, Keimyung College University, Korea.

§ H&A Control R&D Lab., LG Electronics, Korea.

Received : March 10, 2018; Accepted : April 27, 2018

있지 않다.

한편 센서리스 제어는 크게 두 가지 방식으로 나눌 수 있는데, 외부에서 고주파를 주입하는 방식이 있고 모델을 기반으로 하는 역기전력 추정방식이 있다. 기동과 저속운전이 빈번한 환경에서는 역기전력 정보를 사용하지 않는 고주파를 주입하는 방식이 유리하다. 또한 이 방식은 모델을 기반으로 하지 않기 때문에 모터 파라미터 변동에 강인하다는 점도 있다. 하지만 이 방식은 모터의 자기적 돌극성이 나타나지 않는 모터에는 적합하지 않다.

한편 역기전력 추정방식은 일반적으로 저속에서는 역기전력 전압이 작기 때문에 즉, 역기전력 전압 대비 잡음이 커져서 저속에서 센서리스 운전은 적합하지 않다. 하지만 세탁기 등에 사용되는 전동기는 극 수가 많다는 특징이 있는데 이는 기계각 속도에 비해 상대적으로 전기각 속도가 크다는 것이다. 따라서 전동기가 낮은 속도라도 회전만 한다면 상대적으로 어느 정도의 역기전력을 얻을 수 있다. 또한 운전 특성상 빠른 동특성을 요구하지 않는다는 시스템의 특성에 착안하여 역기전력 관측기를 이용한 센서리스 제어 방법을 적용하고자 한다.

역기전력을 관측하기 위해 전동기 모델을 사용하는데 이때 모델에 사용되는 정보가 정확해야 역기전력을 잘 관측할 수 있다. 모델에 사용되는 정보를 정확히 알아내기 위해 기존에 다양한 연구가 있었다[6-8]. Yukinori Inoue[6,7]은 RLS(Recursive Least Square) 방법에 의해 온라인으로 파라미터를 알아내지만 지령전압을 사용하므로 실제전압과의 전압오차가 발생하며, 이러한 전압오차를 고려하기 위해 전류방향에 따라 보상하는 기법을 제안하였다. 하지만 노이즈가 심한 환경에서는 잘못 보상될 수 있어서 오차를 증폭시킬 수 있다. Yo-Chan Son[8]은 출력전압을 직접 센싱하는 회로를 제안하고 있지만, 그 방식은 스위칭 주기 동안 PWM 인버터 출력전압을 적분해야 하는데 이를 위해 적분 회로소자가 필요하고 또한 적분개시와 적분초기화 제어 신호를 위한 부가적인 복잡한 회로가 필요하다.

본 논문에서는 역기전력 관측기 기반 센서리스 알고리즘의 저속 운전에 영향을 주는 전동기 파라미터와 입력전압 오차를 최소로 하는 방법을 제안하여 역기전력을 좀 더 정확히 추정하고 이를 통해 기동과 저속 운전이 빈번하고 부하변동이 심한 환경에서도 운전 신뢰성 및 안정성을 높이고자 한다. 관측기에 사용되는 모터 파라미터와 관측기로 입력되는 정보들의 정확도가 중요한데 특히 저속 성능에 영향을 많이 주는 요소로 고정자 저항, 인덕턴스, 입력전압이 있다. 고정자 저항은 대량제조 과정에서 불가피하게 발생할 수 있는 저항값 산포와 운전 중 발생하는 열로 인한 저항값 변동이 발생 할 수 있고, 인덕턴스도 제조산포로 인한 변동이 발생할 뿐만 아니라 전류의 변화가 심한 저속에서 그 영향이 크다. 이렇듯 초기값이 다르고 운전 중에도 변동하여 저속에서 센서리스 성능에 큰 영향을 미치는 고정자 저항과 인덕턴스를 알아내기 위해 2단 정렬을 통해 각 단계 공통적으로 존재하는 전압오차를 2-point 연산방식으로 상쇄시켜 전압오차에 의한 영향을 최소화하고자 한다. 또한 기동과 저속영역에서는 역기전력 정보가 매우 작으며, 이때 지령전압을 그냥 사용할 경우에는 데드타임과 전력소자의 전압강하에 의한 왜곡전압이 상대적으로 커서 역기전력 정보를 정밀 추정하기는 불가능하다. 따라서 출력

PWM 펄스폭을 직접 측정하여 전압을 검출하는 방식과 이를 구현할 수 있는 단순한 회로를 제안하며, 또 전류에 따른 전력소자의 전압강하는 테이블로 보상해줌으로써 센서리스 제어기의 입력 정보의 정확성을 높여 기동과 저속영역에서 역기전력 정보 추정과 그로 인한 위치오차를 최소화하고자 한다. 제안된 알고리즘의 적절성은 실험을 통해 검증한다.

2. 본 론

2.1 역기전력 관측기 기반 위치, 속도 추정

표면 부착형 영구자석 전동기의 역기전력을 관측하기 위해 전류와 역기전력을 상태로 가지는 상태방정식을 만들고 여기서 식 (1)~(2)와 같은 궤환형 역기전력 상태 관측기를 꾸밀 수 있다[9].

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= \hat{A}\hat{X} + \hat{B}\hat{U} + K(Y - C\hat{X}) \quad (1) \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s \\ \hat{i}_{qs}^s \\ \hat{e}_{ds}^s \\ \hat{e}_{qs}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} & 0 & -\frac{1}{\hat{L}_s} & 0 \\ 0 & -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} & 0 & -\frac{1}{\hat{L}_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_r \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s \\ \hat{i}_{qs}^s \\ \hat{e}_{ds}^s \\ \hat{e}_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{L}_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{ds}^s \\ \hat{v}_{qs}^s \end{bmatrix} \\ &+ K \begin{bmatrix} i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s \\ i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (2) \end{aligned}$$

식 (1)에서 \hat{X} 은 관측기가 관측한 상태를 의미하며, \hat{U} 은 관측기가 알고 있는 입력, 즉 지령 전압을 의미한다. \hat{A} , \hat{B} 은 관측기가 알고 있는 전동기 파라미터 및 속도를 의미한다. 식 (2)에서 $i_{dq}^s, e_{dq}^s, v_{dq}^s$ 는 각각 고정좌표계 상의 고정자 전류, 역기전력, 전압을 나타내고 R_s, L_s, ω_r 은 각각 고정자 저항, 인덕턴스, 전기 각 속도를 의미한다. 여기서 K 는 4 x 2 이득 행렬을 의미한다. 이득 행렬 K 는 관측기 오차 상태 방정식 $\dot{E} = \dot{X} - \dot{\hat{X}} = (\hat{A} - KC)E$ 로부터 설계할 수 있다. 즉 오차 상태 방정식의 동특성은 행렬 $(\hat{A} - KC)$ 에 의해 결정되므로 이득 행렬 K 를 이용하여 $(\hat{A} - KC)$ 의 값이 원하는 값이 되도록 설계할 수 있다. 본 논문에서는 고유 값을 켈레 복소수 형태의 이중 극점으로 선정하여 $(s^2 + 2\zeta\omega_{bw} + \omega_{bw}^2)^2 = 0$ 의 계수와 특성 방정식 $\det[sI - (\hat{A} - KC)] = 0$ 의 계수를 비교하여 이득 행렬의 성분을 구하였다.

관측된 역기전력을 식 (3)과 같이 아크탄젠트해주면 추정 위치 정보 $\hat{\theta}_r$ 을 얻을 수 있지만 이렇게 관측한 역기전력 전압은 시스템에 존재하는 높은 잡음 주파수 성분을 포함하고 있기 때문에 계산한 회전자각을 바로 제어에 사용하기는 어렵다. 따라서 역기전력으로부터 계산된 위치정보는 상태 필터나 기계 시스템을 이용한 회전자각 관측기를 이용하여 고주파 잡음이 제거된 각을 제어에 사용하는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 회전자각 관측기

를 이용하여 고주파 잡음을 제거하고자 한다.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{ds}^s}{\hat{e}_{qs}^s} \right) \quad (3)$$

앞에서 역기전력을 관측한 것과 같이 전동기의 기계 각속도와 위치각, 부하토크를 상태로 가지는 상태 공간을 이용하여 식 (4)와 같이 위치각 $\hat{\theta}_{rm}$ 과 각속도 $\hat{\omega}_{rm}$ 을 관측할 수 있다. 식 (4)에서 T_e, T_L, J, B 는 각각 전동기 입력토크, 부하토크, 관성, 마찰계수를 의미한다. 여기서 위치 관측기 이득 행렬 M 은 3×1 행렬로 본 논문에서는 이득 행렬 M 의 설정방법도 앞서 설명한 역기전력 상태 관측기 이득 행렬 K 설정과 유사하게, 고유 값을 세 개의 극점으로 선정하여 $(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)(s - \lambda_3) = 0$ 의 계수와 오차의 특성 방정식 $\det[sI - (\hat{A} - MC)] = 0$ 의 계수를 비교하여 이득 행렬의 성분을 구하였다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{rm} \\ \hat{\omega}_{rm} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{\hat{B}}{J} - \frac{1}{J} & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{rm} \\ \hat{\omega}_{rm} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ J \end{bmatrix} \hat{T}_e + M[\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}] \quad (4)$$

한편 관측기를 이용한 역기전력 관측은 전동기의 전압 방정식을 기반으로 하기 때문에 전압 방정식에 나타난 전동기 파라미터가 실제 전동기 모델을 잘 반영하고 있어야 한다. 즉 역기전력 관측은 전동기의 파라미터 오차에 민감하다는 것을 의미한다. 특히 역기전력의 크기가 작은 저속 영역에서는 이러한 파라미터 오차에 의한 관측 오차가 크게 나타나는 경향이 있다. 본 논문에서 적용하고 있는 상태 관측기 방식에서 파라미터 오차에 의해 발생하는 관측오차는 식 (5)과 같이 나타낼 수 있다[10].

$$\frac{1}{\|e_{dq}^r\|} \begin{bmatrix} e_{ds}^r - \hat{e}_{ds}^r \\ e_{qs}^r - \hat{e}_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{\hat{R}_s - R_s}{\lambda_f |\omega_r|} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{\hat{L}_s - L_s}{\lambda_f |\omega_r|} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + (\hat{L}_s - L_s) \frac{\omega_r}{\lambda_f |\omega_r|} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{1}{\lambda_f |\omega_r|} \begin{bmatrix} v_{ds}^r - \hat{v}_{ds}^r \\ v_{qs}^r - \hat{v}_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 모자 기호는 관측기가 알고 있는 값을 의미하며, 모자 기호가 없는 것은 실제 값을 의미한다. 식 (5)의 각 항들을 살펴보면 회전자 속도 ω_r 이 작아질수록 동일한 전동기 파라미터 오차 또는 전압 오차에 대해 역기전력 오차가 더 커짐을 확인할 수 있다. 즉, 저속일수록 더 큰 관측 오차가 발생함을 의미한다. 따라서 저속에서 역기전력 관측 오차를 줄이기 위해서는 저항, 인덕턴스, 입력전압을 가능한 정확하게 알아야 한다.

2.2 고정자 저항 및 인덕턴스 측정

고정자 저항은 대량생산 방식에 따른 제조산포로 인해 초기값이 다르고 운전 중 고정자에 흐르는 전류로 인해 열이 생겨 온도가 높아지게 되고 따라서 저항값이 증가하게 된다. 이렇게 변

동하는 저항을 모를 경우 저속에서 역기전력 관측오차가 더욱 커지고 결국 센서리스 제어 성능을 악화시킨다.

본 논문에서는 고정자 저항을 측정하기 위해 초기위치 정렬 과정을 이용한다. 전동기가 움직이지 않도록 토크가 발생하는 q 축 전류는 0으로 하고 d 축에만 전류를 인가하여 정렬 동작을 수행하면서 동시에 이 과정에서 얻어지는 전압과 전류의 비로 간단히 고정자 저항을 측정할 수 있다. 하지만 식 (6)~(8)과 같이 지령전압과 실제 인가전압 간의 차이 즉, 인버터 전압오차가 존재하는 경우 저항에도 오차가 생겨 저항을 정확히 계산할 수 없다.

$$V_{ds}^r + \Delta V = R_s i_{ds}^r + L_s \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_s i_{qs}^r \quad (6)$$

$$V_{qs}^r + \Delta V = R_s i_{qs}^r + L_s \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r (L_s i_{ds}^r + \lambda_f)$$

$$V_{ds}^r + \Delta V = R_s i_{ds}^r \quad (7)$$

$$\hat{R}_s = \frac{V_{ds}^r + \Delta V}{i_{ds}^r} = R_s + \Delta R_s \quad (8)$$

제안한 방법은 그림 1과 같이 2단에 걸쳐 정렬 동작을 하기 위해 전류를 인가하고 식 (9)와 같이 계산을 하면 각 단계의 정렬 동작 시 공통적으로 존재하는 인버터 전압오차가 상쇄되어 인버터 전압오차가 제거된 고정자 저항을 간단히 알 수 있다. 이러한 2단 정렬 방법은 드림세탁기와 같이 일정 시간 정회전 후 완전 정지상태가 존재하고 이후 일정 시간 역회전을 한 후 또 다시 완전 정지상태가 되고 또 이런 상태가 계속 반복하게 되므로 적용이 용이하다. 여기서 추정된 저항 값은 전동기의 고정자 저항뿐만 아니라, 인버터와 전동기 사이의 케이블, 커넥터의 저항 성분 및 인버터 소자의 도통 저항 모두를 포함하게 된다.

$$\hat{R}_s = \frac{(V_{ds2}^r + \Delta V) - (V_{ds1}^r + \Delta V)}{i_{ds2}^r - i_{ds1}^r} = \frac{V_{ds2}^r - V_{ds1}^r}{i_{ds2}^r - i_{ds1}^r} = R_s \quad (9)$$

한편, 인덕턴스도 저항과 유사한 방법으로 2단 정렬전류를 주입하여 각 단계 존재하는 공통적인 전압오차가 상쇄된 값을 얻을 수 있다. 식 (6)에서 모터 정지상태에서 교류전류를 인가하기 때문에 모터속도 및 역기전력 값은 0이다.

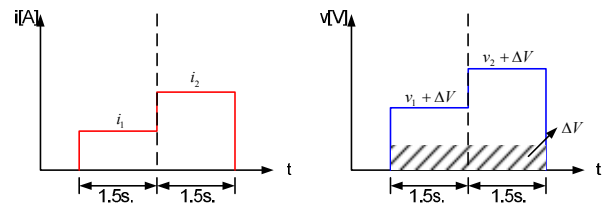


그림 1 2단 정렬전류 주입 파형

Fig. 1 2-stage aligned current injection waveform

위와 같은 조건으로 전류를 일정하게 제어하면 전압방정식은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다. 이 때 간략화된 수식을 정리하

면 다음과 같이 식 (11)로 표현되는 고정자 인덕턴스 L_s 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{dh} &= R_s i_{dh} - \omega_h L_s i_{qh} \\ V_{qh} &= R_s i_{qh} + \omega_h L_s i_{dh} \end{aligned} \quad (10)$$

$$L_s = \frac{V_{qh} - R_s i_{qh}}{\omega_h i_{dh}} \quad (11)$$

그림 2와 같이 0에서 2.5초까지는 d 축 전류에 0.5A, q 축 전류에는 0A로 하고 이어서 2.5초에서 3초까지는 d 축 전류에 1A, q 축 전류에는 0A를 인가하고 회전자 위치와 관계없는 임의의 제어각으로 60Hz의 교류 전류를 인가하여, 식 (12)와 같이 2-point 연산을 수행하면 고정자저항 R_s 를 구할 때와 마찬가지로 공통적으로 포함되어 있는 전압오차 ΔV 가 제거된 비교적 정확한 값을 감지할 수 있다.

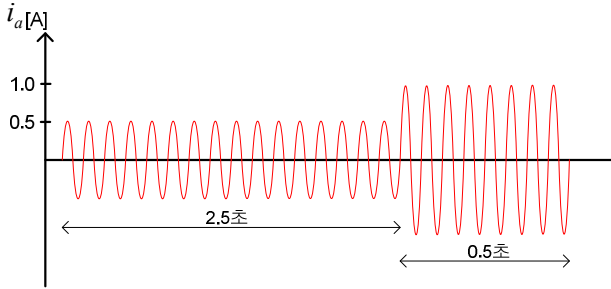


그림 2 인덕턴스 측정을 위한 교류전류 인가
Fig. 2 AC current injection for inductance measurement

$$L_s = \frac{(V_{qh2} - V_{qh1}) - R_s (i_{qh2} - i_{qh1})}{\omega_h (i_{dh2} - i_{dh1})} \quad (12)$$

2.3 전동기 입력전압 측정 및 인버터 전력소자 전압강하 보상

전동기의 입력전압은 데드타임 효과, 전력소자의 전압강하 등에 의해 지령전압과 다른 전압이 실제 출력 된다. 드림세탁기의 인버터 시스템의 경우, 15kHz 스위칭 주파수에 DC-link 310V, 데드타임 2μs를 가지며, 데드타임 효과로 인해 평균적으로 ±9.3V의 전압오차를 만든다. 이를 드림세탁기 전동기의 역기전력 전압으로 환산하면 속도가 약 25rpm으로 회전하고 있을 때의 역기전력 전압에 해당된다. 이는 데드타임에 의한 전압 왜곡을 보상하지 않으면 25rpm 이하 속도에 대해서는 정확한 역기전력을 추정하기 어렵다는 것을 의미한다.

이러한 전압 오차를 보상하기 위해 데드타임을 고려하여 전류 방향에 따라 지령전압을 조정하는 방법이 있으나, 단일 스위칭 전원으로 적용으로 인해 전원단 노이즈 등의 유입에 취약한 환경에서는 전류방향이 오감지 되어 데드타임을 정확히 보상할 수 없는 문제가 생긴다. 한편 적분 소자를 이용하여 전압을 직접 측정하는 방법이 제안되기도 했다. 이 방법은 인버터 전력소자의

전압강하까지 측정이 가능하다는 장점이 있지만 적분 소자의 비싼 가격과 복잡한 회로로 인해 가전제품의 양산에 적용되기는 어려운 점이 있다.

본 논문에서 제안하는 출력 PWM 펄스폭을 직접 측정하여 전압을 검출하는 방식은 마이크로 컴퓨터에 내장되어 있는 펄스 폭을 측정하는 캡처(capture) 기능을 이용하여 인버터 PWM 펄스 폭을 측정하고 스위칭 주기 동안 평균전압을 계산하는 방식이며, 이 방식은 별도의 복잡한 회로가 요구되지 않아 회로가 단순하고 가격 면에서도 저렴하다. 그림 3은 캡처 기능을 활용하기 위한 회로이다. 좌측 저항 3개는 큰 인버터 출력 전압을 비교기 입력 범위로 줄여주기 위한 분압 회로이고, 그 분압된 값은 비교기를 통해 마이크로 컴퓨터에서 사용할 수 있는 일정 전압 크기로 출력을 해주게 된다. 캡처 기능은 펄스의 에지(edge)를 감지하고 펄스 사이의 시간을 계산할 수 있다. 출력 전압이 PWM 형태로 출력되면 단지 전압은 한 주기 동안의 시간평균 값으로 생각할 수 있으며 식 (13)을 통해 구할 수 있다.

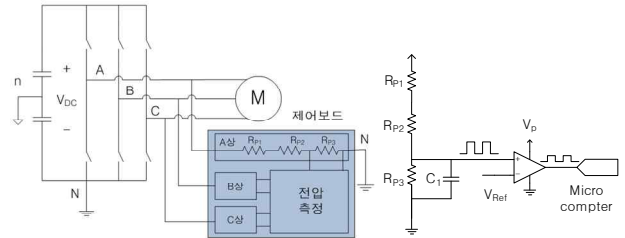


그림 3 캡처 기능을 활용하기 위한 회로
Fig. 3 Circuit to take advantage of the capture function

$$\overline{V_{pN}} = \frac{1}{T} \int_T V_{dc} dt = V_{dc} \frac{T_{ON}}{T} \quad (13)$$

한편 펄스 폭을 측정하여 평균전압을 계산하는 방식은 전력소자 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)와 다이오드의 도통시 발생하는 전압강하가 고려되지 않는다. 따라서 전동기에 인가되는 정확한 전압을 얻기 위해서는 전력소자의 전압강하를 보상해줘야 한다.

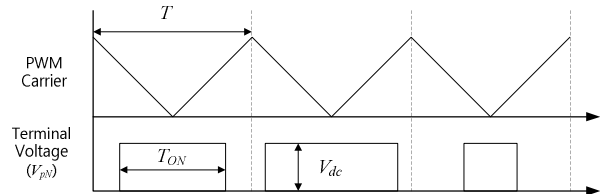


그림 4 PWM과 단자 전압 파형
Fig. 4 PWM and terminal voltage waveform

본 논문에서 사용하는 전력소자(PS21964-s)는 도통시 0.5~1V의 전압 강하가 발생하며, 이는 약 2.7rpm의 속도로 운전될 때의 역기전력 전압 크기와 같다. 하지만, 소자의 전압강하는

캡처 기능을 이용하여 측정하지 못하는 전압이며, 따라서 계산된 전압을 관측기의 입력으로 사용하면 2.7rpm 이하의 속도 정밀도로는 역기전력 전압을 관측할 수 없다는 것을 의미한다.

따라서 저속에서의 정밀도 향상을 위해서 전압강하에 대한 보상을 추가하였다. 즉 IGBT와 다이오드의 데이터시트에서 전류 크기에 따른 전압강하를 테이블로 구성하고 각각 도통되는 구간의 전류에 따라 전압강하 보상분을 계산한다. 전압강하 보상분은 식 (14)와 같다. 여기서 $V_{device,A}(i)$ 은 A상의 전력소자 전압 강하를 의미하며 전류 i 에 대한 함수임을 뜻한다. 앞서 직접 측정된 전압에서 이 값을 뺀 전압이 전력소자의 전압강하까지 고려한 전압이고 이 값을 관측기에 사용한다.

$$V_{device,A}(i) = \frac{T_{on,A}}{T_s} \times V_{igbt,A}(i) + \frac{T_s - T_{on,A}}{T_s} \times V_{diode,A}(i) \quad (14)$$

3. 실험

3.1 실험구성

본론에서 검토되었던 센서리스 구동 알고리즘의 실험을 위한 전체적인 제어 블록도는 그림 5와 같다. 속도제어기는 적분 비례 제어기이고, 전류제어기는 비례 적분 제어기이며, PWM 방식은 공간벡터 PWM 방식을 적용한다. 또 센서리스 알고리즘은 궤환형 역기전력 관측기 및 궤환형 회전자각 관측기를 적용하였고, 전동기 입력전압 측정은 캡처 기능을 이용한 극전압 펄스 폭 측정방식과 IGBT와 다이오드의 전압강하를 보상하기 위해 테이블

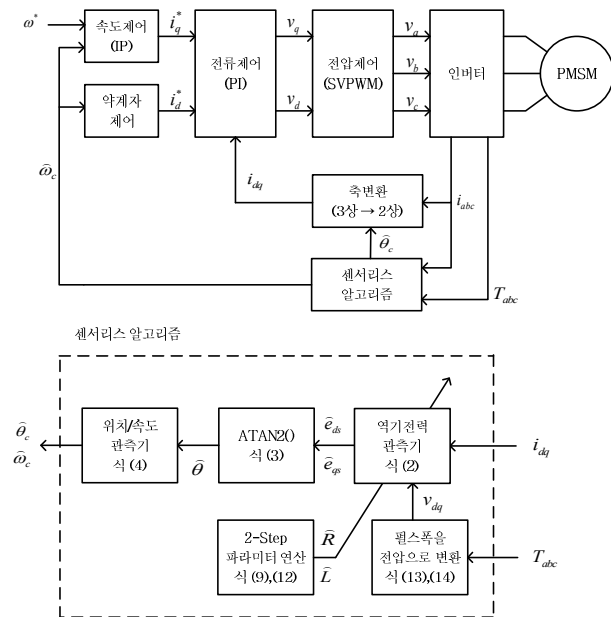


그림 5 센서리스 운전 전체 제어 블록도
Fig. 5 Sensorless operation control block diagram

을 사용한다. 그리고 전동기 파라미터 측정은 운전 직전 2단 전류주입 동작에 의해 저항과 인덕턴스를 측정한다. 기동은 2단 전류주입 이후 오픈루프 제어없이 바로 속도제어를 수행한다. 스위칭 주파수는 15kHz이며 데드타임은 2μs이다. 실험에 사용된 모터는 드림세탁기에 사용되는 외전형 표면부착형 영구자석 동기 전동기이며 전동기 파라미터는 표 1과 같다. 실제 회전자 위치와 추정 위치를 비교하기 위해 1000PPR(Pulse Per Revolution) 엔코더를 4채배하여 사용하였다. 그림 6에는 사용된 엔코더가 조립된 전동기와 제어기가 탑재된 보드를 보여주고 있다. 실험 시스템은 표 1의 모터가 적용된 드림세탁기, 제어기 보드, D/A 컨버터 보드, 오실로스코프로 구성되어 있다.

표 1 전동기 파라미터
Table 1 Motor parameter

항목	값 [단위]
극 수	48
상 저항	5.5 [W]
상 인덕턴스	37.5 [mH]
회전자 쇄교 자속	0.1462 [Vs]
정격 속도	400 [r/min]
상 전류 최대값	9.0 [A]



그림 6 사용된 엔코더와 조립된 모터와 제어기 탑재 보드
Fig. 6 Used encoder assembled motor and board with controller

3.2 실험결과

그림 7은 정지상태에서 2단 정렬전류를 주입한 뒤 46rpm의 계단형 속도명령을 인가하여 운전할 때의 모터 A상 전류 I_a 의 파형과 그 때 계산한 2-point 및 1-point 연산에 의한 저항값, 실제 고정자 저항값을 D/A 컨버터로 출력하여 비교한 파형이다. A 영역에서 직류전류가 2단의 계단모양으로 인가됨을 알 수 있고 이때 1단 전류가 음의 방향으로 서서히 증가하고 있는데 그 이유는 기계적 진동을 줄이기 위해서 기율기를 갖도록 하였다. 실험 직전 실제 고정자 저항을 계측기로 측정한 값은 5.5Ω인데 2단 정렬동작 이후 2-point 연산에 의한 값은 5.45Ω으로 0.9% 오차를 갖지만 1-point 연산에 의한 값은 6.1Ω으로 10.9% 정도 크게 측정하고 있는데 이는 본론에서 기술한대로 전압오차에 의해 발생하는 저항 측정오차이다.

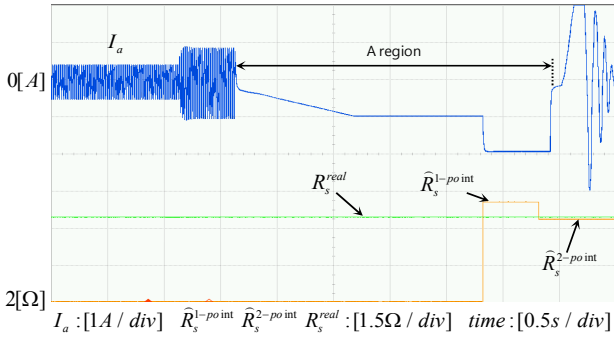


그림 7 고정자 저항 측정파형
 Fig. 7 Stator resistance measurement waveform

그림 8은 저항 측정파형과 마찬가지로 실제 인덕턴스 크기와 2-point 연산에 의한 크기, 1-point 연산에 의한 크기를 비교한 파형이다. B 영역에서 알 수 있듯이 인덕턴스를 측정하기 위해 먼저 2.2초 동안 0.5A, 60Hz 교류전류를 인가한 뒤 이어서 0.5초 동안 1.0A, 60Hz 교류전류를 인가하는 2단 형태의 전류를 주입하고 있음을 확인할 수 있다. 실제 인덕턴스 크기는 37.5mH인데 2단 전류주입 이후 2-point 연산에 의한 값은 36.9mH로 1.6% 오차를 보이지만 1-point 연산에 의한 값은 27.5mH로 전압오차에 의해 26.7% 정도의 측정오차를 나타내고 있다.

그림 7과 8처럼 저항 측정을 마지막에 하는 이유는 2단 전류를 주입하는 목적이 저항 측정 이외 회전자 위치를 제어하기 위한 위치로 정렬하여 센서리스 기동을 원활히 하기 위한 목적도 있기 때문이다. 또한 실제 인덕턴스 계산은 저항 측정 후 최종 계산을 수행하므로 정확히 측정된 저항이 반영된 인덕턴스 값을 계산할 수 있다.

그림 9~11은 1-point 연산에 의해 측정된 고정자 저항, 인덕턴스 및 지령전압으로 각각 센서리스 운전할 경우 역기전력 ($\hat{e}_{ds}^s, \hat{e}_{qs}^s$), 실제 위치($\theta_r^{encoder}$), 추정 위치($\hat{\theta}_r$) 및 위치오차 ($\theta_{error} = \theta_r^{encoder} - \hat{\theta}_r$) 파형이다. 정지 상태에서 1단 전류를 주입한 후 46rpm 계단형 속도명령을 인가하여 센서리스 운전을 시도하고 있는 상태이다.

그림 9는 1-point 연산에 의해 측정된 고정자 저항을 역기전

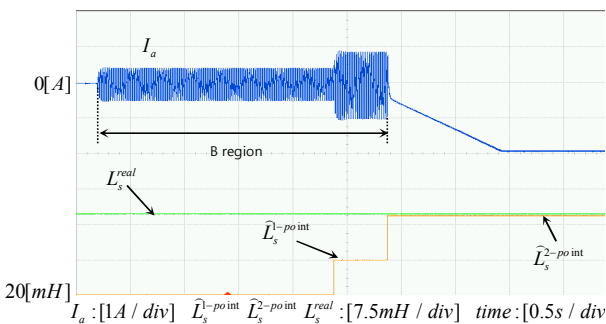


그림 8 인덕턴스 측정파형
 Fig. 8 Inductance measurement waveform

력 관측기에 적용하는 경우로 운전이 실패하지는 않았으나 불안정하게 기동을 하고 최대 부하토크가 발생하는 전기각 6주기 전후로, 관측된 역기전력의 크기와 형태의 왜곡이 심하고 위치오차도 전기각으로 최대 0.72rad 수준이며 추정위치에 6고조파 형태의 왜곡까지 존재함을 알 수 있다.

그림 10은 1-point 연산에 의해 측정된 인덕턴스를 적용하는 경우로 고정자 저항과는 달리 전기각 4주기까지 위치오차가 증가

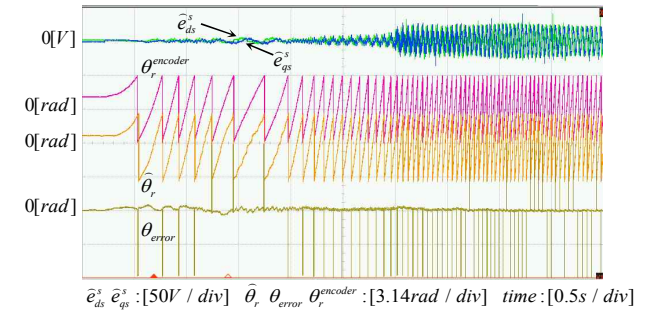


그림 9 1-point 연산에 의한 고정자 저항 적용 시 관측한 역기전력과 위치오차

Fig. 9 Observed back-emf and position error when applying stator resistance by 1-point calculation

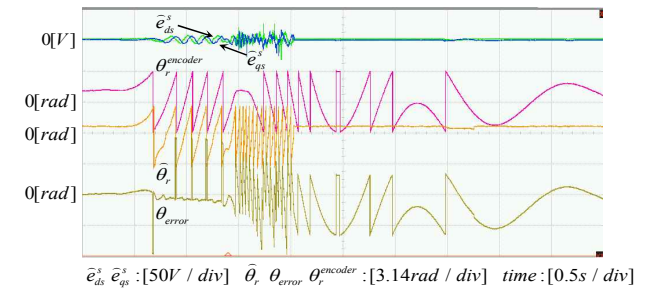


그림 10 1-point 연산에 의한 인덕턴스 적용 시 관측한 역기전력과 위치오차

Fig. 10 Observed back-emf and position error when applying inductance by 1-point calculation

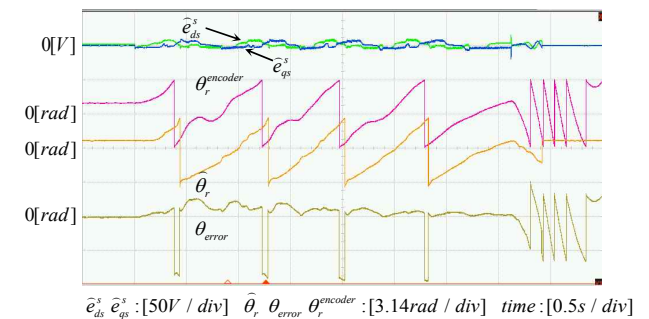


그림 11 지령전압 적용 시 관측한 역기전력과 위치오차
 Fig. 11 Observed back-emf and position error when applying command voltage

하다가 결국 최대 부하토크가 발생하는 부근에서 결국 센서리스 운전이 실패하고 있다.

그림 11은 지령전압을 적용하는 경우로 초기부터 정상적인 운전을 못하고 3rpm 정도를 보이다가 그림 10과 같이 결국 센서리스 운전이 실패하고 있음을 알 수 있다. 따라서 드럼세탁기와 같은 저속 운전이 상시 요구되는 응용에서는 인버터에서 발생하는 전압 오차를 고려하지 않을 경우, 지령전압과 실제 인가전압 사이에 차이가 많이 존재하고, 이를 정확히 알지 못할 경우는 센서리스 운전이 불가능함을 보이고 있다.

그림 12는 본 논문에서 제시한 2-point 연산에 의한 고정자

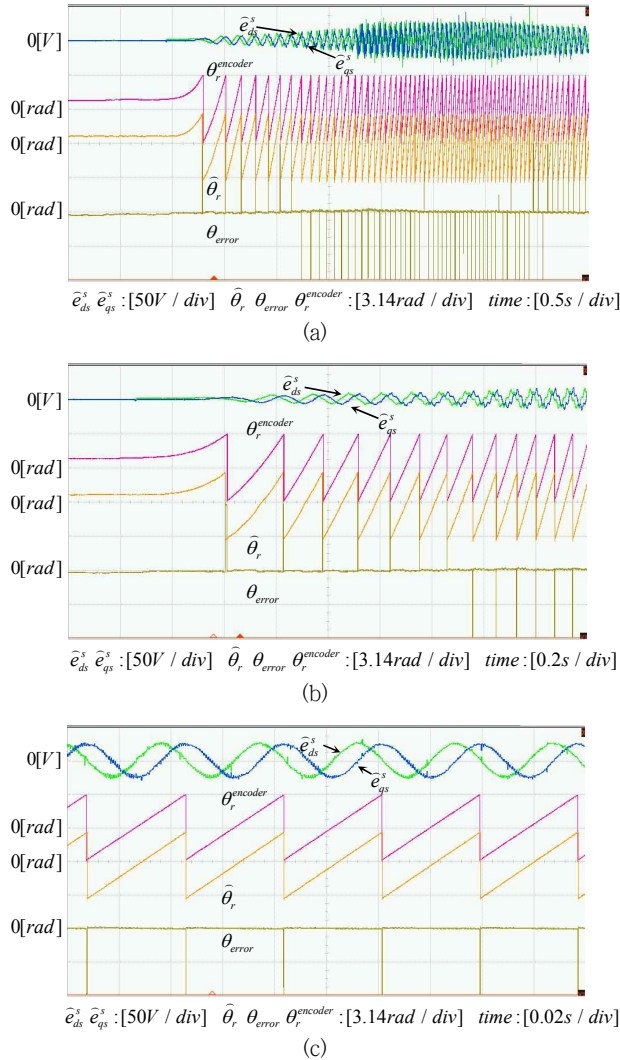


그림 12 2-point 연산에 의해 측정된 고정자 저항, 인덕턴스 적용 및 직접 전압센싱에 의한 관측한 역기전력과 위치오차(a) 전체 (b) 과도상태 (c) 정상상태)

Fig. 12 Observed back-emf and position error using stator resistance and inductance measured by 2-point calculation and direct voltage sensing ((a) Overall (b) Transient state (c) Steady state)

저항, 인덕턴스와 직접 센싱한 전압을 역기전력 관측기에 적용할 경우 역기전력과 위치오차 파형이다. 그림 12(a)의 전체 파형에서 알 수 있듯이 기동부터 정상상태까지 정상적인 센서리스 운전을 수행함을 알 수 있다. 그림 12(b)는 기동부터 과도상태 구간을 확대한 그림이고 그림 12(c)는 46rpm의 정상상태 구간을 확대한 그림으로 전구간 역기전력과 추정위치 모두 관측을 잘하고 있음을 알 수 있다.

그림 13은 제안된 역기전력 관측기의 제어 신뢰성을 확인하기 위한 목적으로 부하변동 시 저속 센서리스 성능을 평가하기 위한 운전 파형이다. 부하변동은 15%, 30%, 60%에 해당하는 세탁물을 넣은 후 각각의 부하에 해당하는 물의 양을 넣고 물과 혼합

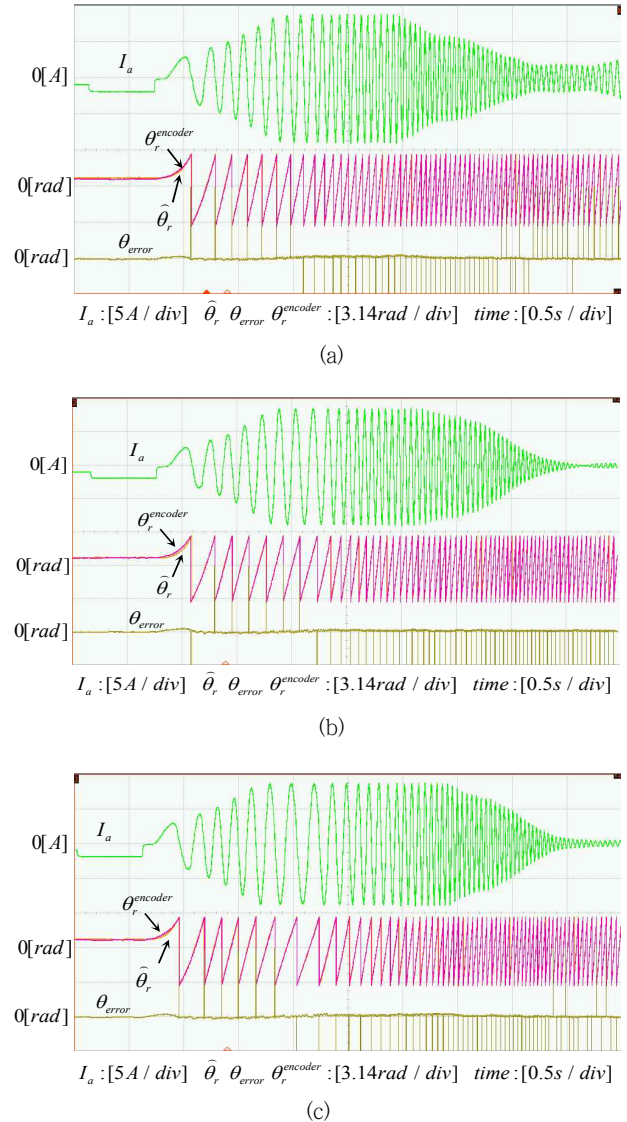


그림 13 경부하와 중부하 적용 시 센서리스 동작(a) 15% 부하 (b) 30% 부하 (c) 60% 부하)

Fig. 13 Sensorless operation at light load and heavy load ((a) 15% load (b) 30% load (c) 60% load)

된 세탁물이 낙차가 발생하는 46rpm의 속도로 기동 및 유지하는 조건으로 실험하였으며, 최대 부하토크는 기동 후 세탁물이 기계 각으로 90도 부근에서 발생한다. 여기서 60% 조건은 물이 추가된 세탁 조건일 때는 기동 시에 부하토크가 최대로 발생하는 부하량을 의미하며 그 이상일 경우에는 오히려 부하토크가 작아지는 특징을 갖고 있다. 그림 13(a)~(c)에서 볼 수 있듯이 기동 후 전기각으로 6주기에 해당되는 기계각 90도 부근에서 최대전류가 발생하고 부하가 증가할수록 최대전류 유지시간이 길어지는 경향이 나타난다.

부하 15%~60% 변동까지 운전시 순간적인 최대오차는 전기각 0.31~0.63rad 정도 발생하였고 평균오차는 전기각 0.08~0.17rad 정도를 나타내었다. 따라서 제안된 제어기는 세탁물과 물이 혼합되어 부하변동이 심하게 발생하더라도 안정된 센서리스 동작을 확인할 수 있었다.

4. 결 론

본 논문에서는 역기전력 관측기 기반 센서리스 알고리즘의 저속 운전에 영향을 주는 전동기 파라미터와 전압 오차를 최소화하는 방법을 제안하였으며, 드럼세탁기와 같은 정역기동과 저속 운전이 빈번하고 부하변동이 심한 환경에서도 운전 신뢰성 및 안정성을 높이고자 하였다. 센서리스 운전에서는 관측기에 사용되는 모터 파라미터와 관측기로 입력되는 정보들의 정확도가 중요한데 특히 저속 성능에 영향을 많이 주는 요소로 고정자 저항, 인덕턴스, 입력전압이 있다. 고정자 저항은 대량제조 과정에서 불가피하게 발생할 수 있는 저항값 산포와 운전 중 발생하는 열로 인한 저항값 변동이 발생할 수 있고, 인덕턴스도 제조산포로 인한 변동이 발생할 뿐만 아니라 전류의 변화가 심한 저속에서 그 영향이 크다. 또한 기동과 저속영역에서는 역기전력 정보가 매우 작는데 반해 이때 지령전압을 사용할 경우에는 데드타입과 전력소자의 전압강하에 의한 왜곡전압이 상대적으로 커서 역기전력 정보를 추정하기가 어렵다.

이렇듯 초기값이 다르고 운전 중에도 변동이 되어 센서리스 성능에 큰 영향을 미치는 고정자 저항과 인덕턴스를 알아내기 위해 2단 전류주입을 통해 각 단계 공통적으로 존재하는 전압오차를 2-point 연산방식으로 상쇄시켜 전압오차에 의한 영향을 최소화했다. 또 전동기에 인가되는 전압을 측정하기 위해 출력 PWM 펄스폭을 마이크로 컴퓨터에 내장된 회로만을 이용하여 간단히 측정하는 방식을 제안하였으며, 인버터에 내장된 전력소자의 전압강하분을 전류 크기에 따른 테이블로 보상해줌으로써 변동하는 입력전원에 대해서도 전동기 파라미터와 계측정보의 정확성을 높여 기동시와 저속영역에서 역기전력추정 정밀도를 높여 센서리스의 위치오차를 최소화하였다.

이로써 기동과 저속 운전이 빈번하고 부하변동이 심한 환경에서도 센서리스 운전 성능을 향상시킴으로써 가격과 신뢰성에 민감한 가전분야에도 센서리스 제어 응용범위를 넓히는데 기여할 수 있었다. 실험을 통해 개선된 전동기 역기전력 관측기의 타당성과 부하 별 센서리스 운전 신뢰성이 개선됨을 보였다.

References

- [1] H. B. Kim, S. M. Yi, N. S. Kim, and R. D. Lorenz, "Using low resolution position sensors in bumpless position/speed estimation methods for low cost PMSM drives," in Proc. 40th IAS Annu. Meeting Conf. Rec. Ind. Appl., vol. 4, pp. 2518-2525, Oct. 2005.
- [2] A. Yoo, S. K. Sul, D. C. Lee, and C. S. Jun, "Novel Speed and Rotor Position Estimation Strategy using a Dual Observer for Low-resolution Position Sensors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 12, pp. 2897-2906, Dec. 2009.
- [3] Hyung-Jin Ahn and Dong-Myung Lee, "A New Bumpless Rotor-Flux Position Estimation Scheme for Vector-Controlled Washing Machine," IEEE Transactions on industrial informatics, vol. 12, no. 2, pp. 466-480, Apr. 2016.
- [4] K. Y. Cho, S. B. Yang, and C. H. Hong, "Sensorless control of a PM synchronous motor for direct drive washer without rotor position sensors," in IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 151, no. 1, pp. 61, Jan. 2004.
- [5] Song Chi, Zheng Zhang, and Longya Xu, "Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive PM Synchronous Motors for Washing Machine Application," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 2, pp. 582-590, Mar./Apr. 2009.
- [6] Yukinori Inoue, Yasunori Kawaguchi, Shigeo Morimoto, and Masayuki Sanada, "Performance Improvement of Sensorless IPMSM Drives in a Low-Speed Region Using Online Parameter Identification," IEEE Transactions on industry applications, vol. 47, no. 2, pp. 798-804, Mar./Apr. 2011.
- [7] Yukinori Inoue, Koji Yamada, Shigeo Morimoto, and Masayuki Sanada, "Effectiveness of Voltage Error Compensation and Parameter Identification for Model-Based Sensorless Control of IPMSM," IEEE Transactions on Industry applications, vol. 45, no. 1, pp. 213-221, Jan./Feb. 2009.
- [8] Yo-Chan Son, Bon-Ho Bae, and Seung-Ki Sul, "Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit," in Proceedings 37th IAS Annual Meeting Conference Record Industry Application, Oct. 2002, vol. 3, pp. 1674-1678.
- [9] Seung-Ki Sul, Control of electric machine drive systems, HONG REUNG Science Press, 2007.
- [10] Jae-Suk Kim and Seung-Ki Sul, "Influence of Resistance Error to the Bandwidth of Back-EMF Estimation based SMPMSM Sensorless Drives," Trans. KIPE., vol. 21, no. 5, Oct. 2016.

저 자 소 개



김 경 훈 (Kyung-Hoon Kim)

2000년 : 경북대학교 전자공학부(공학석사)
2012년~현재 : 경북대학교 전자공학부(박사
수료)
관심분야 : 모터제어, 제어알고리즘



윤 철 (Chul Yun)

2018년 : 경북대학교 전자공학부(공학박사)
2018년~현재 : 두산공작기계 연구개발총괄
제어기술3팀 선임연구원
관심분야 : 모터제어, 전력전자



조 내 수 (Nae-Soo Cho)

2012년 : 경북대학교 전자공학부(공학박사)
2013년~현재 : 계명문화대학교 전자정보과
조교수
관심분야 : 모터제어, 임베디드 시스템



장 민 호 (Min-Ho Jang)

2010년 : 부산대학교 전기공학과(공학석사)
2010년~현재 : LG전자 H&A 제어연구소 선임
연구원
관심분야 : 센서리스제어, 인버터



권 우 현 (Woo-Hyun Kwon)

1993년 : 한국과학기술원 전자공학부(공학박
사)
1979년~현재 : 경북대학교 전자공학부 교수
관심분야 : 전력변환기 및 드라이버, 컴퓨터
응용제어