

모터 파라미터 산포를 고려한 고속 운전에서의 속도제한 제어기 구현

Implementation of Speed Limitation Controller Considering Motor Parameter Variation in High Speed Operation

김 경 훈* · 윤 철* · 권 우 현†

(Kyung-Hoon Kim · Chul Yun · Woo-Hyen Kwon)

Abstract - This paper presents a implementation method of reliable speed limitation controller considering motor parameter variation in high speed operation. In spinning process of drum washing machine, speed increase has to be limited when unallowable imbalance mass is detected. Otherwise, severe noise and vibration can happen because noise and vibration are proportional to imbalance mass. To detect imbalance mass, d-axis current magnitude is used. However, we have to compensate for back-emf and power supply variation by means of detecting them because d-axis current is affected by both of them. On the other hand, we have to carefully estimate back-emf because back-emf is affected by stator resistance variation and inverter voltage error. Stator resistance variation can happen by manufacturing process for mass production or temperature variation in running. And there are inverter voltage errors between command voltage from micro-computer to inverter and real voltage from inverter to motor because of rising and falling time delay and turn-on resistance of power semiconductor switch. To solve this problem, we propose 2-step align current injection method which is to inject step-wise current right before starting. By this method, we can simply obtain stator resistance by ratio of voltage without inverter voltage error and current, and we can measure inverter voltage error. So we can obtain more exact model current, and then by simple calculation with compensation gain, we can estimate more accurate motor back-emf. We show that this method works well. It is verified through experiments.

Key Words : Motor parameter compensation, PMSM, Stator resistance estimation, Flux weakening operation, Inverter voltage error

1. 서 론

영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, 이하 PMSM)는 오늘날 산업용 및 가정용 기기에서 요구되는 다양한 가변속 성능을 만족하기 위해 많이 사용되고 있다. 드럼세탁기는 저속 영역의 세탁부터 고속 영역의 탈수까지 다양한 가변속 성능을 요구하는 대표적인 가정용 기기에 해당된다. 한편 탈수는 건조 전 단계로 건조 시 에너지를 최소화 하기 위해 세탁물의 수분을 최대한 제거해주는 것이 좋는데 이를 위해 원심력이 극대화되는 고속 운전이 반드시 필요하지만 고속운전을 할 경우 불가피하게 발생하는 진동과 소음을 최소화 해주어야 한다. 탈수 시 진동과 소음 성능을 만족하기 위해서는 목표속도를 낮추면 어느 정도 줄어들지만 최근 들어 국가별로 에너지규제를 더욱 강화하고 소비자들이 에너지 효율이 높은 제품을 선

호하는 경향이 심화되고 있기 때문에 최대 목표속도로 운전하는 일은 과거보다 더욱 중요해졌다고 할 수 있다. 이러한 경향에 따라 요구되는 진동과 소음을 만족하면서 최대한 최대 목표속도운전을 지향하는 연구가 진행되고 있는 추세이다.

탈수 중 진동과 소음은 세탁물이 드럼 내부에 골고루 분산되어 있느냐 아니면 한쪽으로 치우쳐 있느냐에 의해 결정된다. 세탁물의 치우침 정도 즉, 불평형 질량은 탈수 중에도 물빠짐 차이에 의해 변동할 수 있다. 탈수 시 불평형 질량이나 그 변화를 고려하지 않고 최대 목표속도로 운전 시 진동과 소음을 만족할 수 없으며 장기간 반복될 경우 시스템 전체의 피로도가 증가하여 시스템의 신뢰성이 저하될 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 탈수 시 불평형 질량이나 그 변화를 감지하여 속도 제한을 해줄 필요가 있는데 본 논문의 응용분야에서는 이러한 시스템의 신뢰성 저하를 방지하기 위해 약계자 제어 영역에서 수용 가능한 부하 변동에 해당하는 d 축 전류의 최대 허용치를 설정하고 이를 초과 시 속도를 제한하는 방법을 적용하고 있다.

한편 d 축 전류는 불평형 질량 이외에도 대량 제조 및 생산과정에서 발생할 수 있는 모터 역기전력 산포와 전원전압의 변동에 의해 영향을 받을 수 있다. 이런 경우 역기전력 산포와 전원전압 변동에 의해 d 축 전류의 변동이 발생하는데, 이러한 변동에 의해

† 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.

Received : August 11, 2017; Accepted : October 17, 2017

d 축 전류가 허용값 보다 클 경우 실제 진동 허용량을 만족하는 수준이라 목표속도로 가속을 해야 하는데 가속하지 못해 건조를 고려한 에너지 성능을 떨어뜨리거나, 또는 허용값 보다 작을 경우 실제 진동 허용량을 만족하지 못해서 속도 유지를 해야 하는 상황인데 가속을 해서 진동과 소음을 유발하는 경우가 있다. 이렇게 d 축 전류가 변동하는 문제는 모터 역기전력과 전원전압을 추정하여 기준값 대비 변동분만큼 d 축 전류를 보상해서 개선할 수 있다.

모터 역기전력을 검출하는 방법은 전동기 모델의 d, q 축 전류 제어 특성을 이용한 방법과 제어이론을 활용한 관측기를 이용한 방법이 있다[1-3]. 전자에 해당하는 전류모델 기반 모터 역기전력 검출 방식은[1] 모터 역기전력 추정기에 사용되는 고정자 저항을 제대로 알아야 정확한 역기전력 추정이 가능하다. 이때 고정자 저항을 알기 위해 적응형 추정기를 도입하는 경우가 있는데 이 경우에는 제어이론을 이용하여 추정기의 안정성과 수렴성을 입증해야 한다[2]. 또한 고정자 저항을 직접 계산하기 위해 정지 상태에서 지령전압과 실제전류로 고정자 저항을 직접 측정할 수 있지만 인버터 비선형성으로 인해 발생하는 지령전압과 실제전압간의 전압오차로 인해 역기전력 측정오차가 발생할 수 있다[4].

본 논문에서는 전류모델 기반 모터 역기전력 검출 방식을 근간으로 역기전력을 추정할 때, 고정자 저항 변화나 산포에 따른 변동 및 인버터 전압 변동 및 오차에 의해 발생하는 역기전력 추정 오차를 개선하고자 한다. 고정자 저항은 대량 제조과정에서 저항값의 산포가 발생할 수 있고 운전 중 온도변화에 따라 저항값이 변동할 수 있다. 또한 인버터 전압오차는 전력 반도체 스위치의 상승 및 하강 시간지연과 턴온 저항에 의해 지령전압과 실제 인가전압이 차이가 날 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 먼저, 모터 기동 전에 2-step align current 를 인가하여 각 step에 공통적으로 포함된 입력단 전압오차 성분이 상쇄된 인버터 전압을 구하고 이 전압과 전류의 비로 고정자 저항을 간단히 얻을 수 있다. 이때 두번째 step 전류를 첫번째 step 전류의 2배로 인가할 경우 인버터 전압오차의 크기도 바로 추정할 수 있다. 이렇게 추정된 고정자 저항과 인버터 전압오차의 크기를 전류모델 기반 모터 역기전력 추정식에 대입하여 얻어진 추정전류와 실제전류의 차이에 보상이득을 곱하여 개선된 모터 역기전력을 추정할 수 있다. 이로써 불평형 질량 만에 의한 d 축 전류의 크기로 고속 영역에서 속도 가속 혹은 유지 여부를 결정하여 고속 영역에서 필요한 진동 허용량을 만족함과 동시에 운전하고자 하는 최대 목표속도를 최대한 보장할 수 있어 에너지 효율을 극대화시킬 수 있다. 제안된 알고리즘의 적절성은 실험을 통하여 검증한다.

2. 본 론

2.1 약계자 제어 영역에서 모터 역기전력과 전원전압 변동의 영향

본 논문에서는 탈수 시 불평형 질량과 그 변화가 발생 시에도 허용되는 진동과 소음을 만족하고 시스템 신뢰성도 유지하기 위해서, 필요하다고 판단될 경우 최대 목표속도에 미치지 못하더라

도 불가피하게 속도를 제한한다. 속도 제한이 필요하다는 판단은 그림 1과 같이 약계자 영역에서 부하가 증가하면 d 축 전류가 증가하는 특성을 이용한다. 실제 d 축 전류와 미리 설정해둔 d 축 전류의 허용 값을 비교하여 실제 d 축 전류가 허용 값보다 크면 속도가 증가하지 못하도록 d 축 전류를 제한한다.

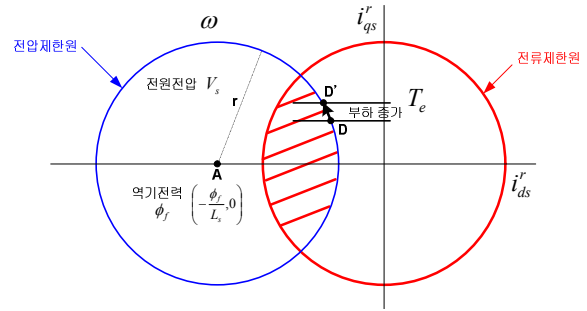


그림 1 약계자 운전에서 부하증가 시 전류거동

Fig. 1 Current tranjectory in case of load increase during flux weakening operation

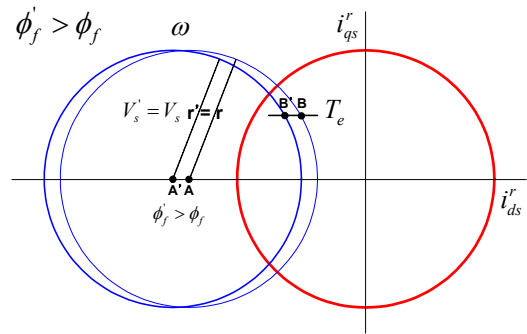


그림 2 역기전력의 산포에 의한 전압제한원 변화

Fig. 2 Change of voltage limit circle by motor back-emf voltage variation

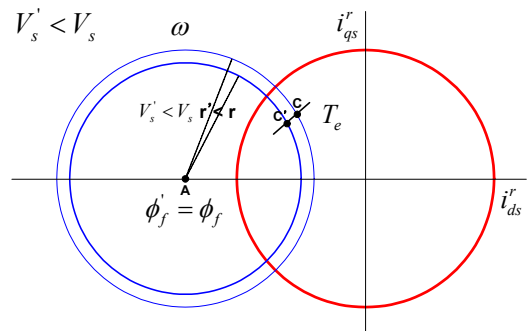


그림 3 전원전압의 변동에 의한 전압제한원 변화

Fig. 3 Change of voltage limit circle by supply voltage variation

하지만 이 방식의 문제점은 2가지가 있다. 하나는 역기전력의 산포에 전압 제한원의 중심점이 영향을 받는다는 점이다. 만일 역기전력이 크다면 그림 2와 같이 전압 제한원의 중심점이 A에서 A'로 이동하고 그로인해 운전점은 B에서 B'로 이동하여 d 축 전류가 음으로 증가하게 된다. 다른 하나는 전원전압의 변동에 전압 제한원의 반지름이 영향을 받는다. 만일 전원전압이 작다면 그림 3과 같이 전압 제한원의 반지름이 작아져서 운전점은 C에서 C'로 이동하여 결국 d 축 전류 증가를 발생시키게 된다.

이 두가지 문제로 인해 약계자 운전 시 d, q 축 전류의 변화를 야기하여 속도 증가 또는 속도 유지 판단 시 오동작을 하게 되어 결국, 목표 운전속도 미도달 현상이나 고속에 의한 진동소음 발생을 일으키게 된다. 그림 4와 그림 5는 역기전력 산포와 전원전압 변동에 의해 d 축 전류 값이 영향을 받는 것을 보여준다. 여기서 시료#1은 역기전력이 큰 모터이고 시료#2는 역기전력이 작은 모터이다. 그림 4와 그림 5는 상자 그림(또는 상자-수염 그림)으로 표본 분포를 평가하고 비교할 때 많이 사용한다. 가는 선과 굵은 선처럼 보이는 모양은 사각형의 상자로 사각형의 위와 아래가 가까이 있으면 가늘게 보이고 멀리 있으면 굵게 보인다.

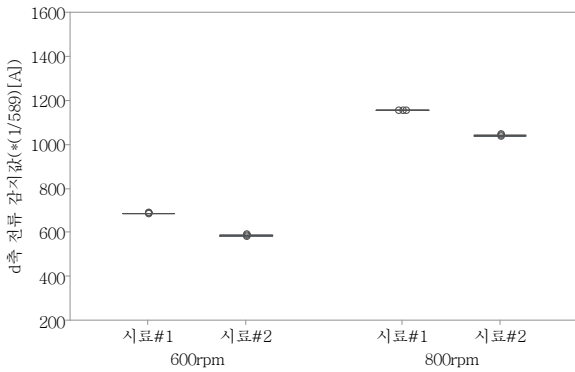


그림 4 역기전력 산포에 의한 d 축 전류 영향
Fig. 4 D-axis current affected by motor back-emf voltage variation

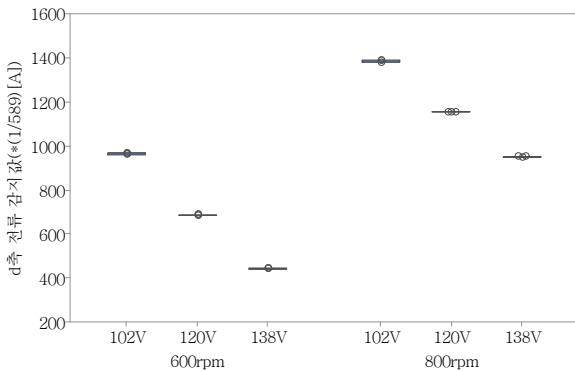


그림 5 전원전압 변동에 의한 d 축 전류 영향
Fig. 5 D-axis current affected by supply voltage variation

원형 모양은 반복 측정값 모두를 표시한 그림으로 동일한 값일 경우 좌우로 나란히 표시하게 되어 있다. 사각형의 위는 3사분위수이며 데이터 값의 75%를 의미하며 사각형의 아래는 1사분위수이며 데이터 값의 25%를 의미한다. 그림에는 없지만 사각형의 위와 아래에 수염이 있는 경우가 있는데 이 수염의 끝 값은 각각 데이터의 최대값과 최소값을 의미한다. 또한 사각형 내부에 선은 중위수로 데이터의 중간에 있는 값이다.

2.2 고정자 저항 및 인버터 전압오차를 보정한 역기전력 검출 알고리즘

고정자 저항 및 인버터 전압오차를 보정한 역기전력 검출 알고리즘으로는 검출된 모터의 상전류와 모터의 모델에서 계산된 상전류 추정값을 비교하여 모터의 역기전력을 추정하는 알고리즘을 적용한다. 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 전압 방정식을 전류관점에서 차분 방정식으로 표현하면 식 (1)과 같다. 여기서 T 는 샘플링시간을 의미한다. 식 (2)는 전류를 추정하기 위해 도입한 모델로부터 계산된 추정전류를 나타낸다. 식 (1)의 측정 전류와 식 (2)의 추정 전류 차에 이득 K_f 를 곱하여 식 (3)처럼 역기전력을 구할 수 있다. 여기서 K_f 는 역기전력 추정 이득을 의미한다. 한편, 고정자 저항은 제조과정의 산포뿐만 아니라 운전 중 권선온도 변화에 영향을 받아 저항값이 많이 변동하며, 인버터에 사용된 전력 반도체 스위치의 상승 및 하강 시간 지연 및 턴온 저항 등으로 인해 지령전압과 실제전압 간에 전압차이도 발생한다. 이러한 변동성분을 고려해서 전류추정 식 (2)는 식 (4)에 다시 표현하였다. 여기서 고정자 저항오차는 ΔR 로 인버터 전압오차는 $\Delta V_d, \Delta V_q$ 가 반영하였다. 따라서 저항오차와 전압오차가 있는 경우 추정 역기전력은 식 (3)과 다른 식 (5)와 같이 오차항이 포함된 역기전력으로 계산된다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{r, n+1} \\ i_{qs}^{r, n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^{r, n} \\ i_{qs}^{r, n} \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} - \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & -L_s\omega_r \\ L_s\omega_r & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} - e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{r, n+1} \\ \hat{i}_{qs}^{r, n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{r, n} \\ \hat{i}_{qs}^{r, n} \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} - \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & -L_s\omega_r \\ L_s\omega_r & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} - \hat{e}^n \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\hat{e}^{n+1} = \hat{e}^n - K_f \Delta i_{qs}^r \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{r, n+1} \\ \hat{i}_{qs}^{r, n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{r, n} \\ \hat{i}_{qs}^{r, n} \end{bmatrix} + \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} v_{ds}^r + \Delta V_d \\ v_{qs}^r + \Delta V_q \end{bmatrix} - \frac{T}{L_s} \begin{bmatrix} R_s + \Delta R & -L_s\omega_r \\ L_s\omega_r & R_s + \Delta R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} - \hat{e}^n \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\hat{e}^{n+1} = \hat{e}^n - K_f \Delta i_{qs}^n - (\Delta V_q - i_{qs}^n \Delta R) \quad (5)$$

본 논문에서는 식 (4)의 저항오차와 전압오차가 있더라도 기존 보다 역기전력을 잘 추정하기 위해 개선된 저항추정 방법과 전압 오차를 제거하는 방법을 제안한다. 고정자 저항은 모터가 움직이지 않도록 토크가 발생하는 q 축 전류는 0으로 하고 d 축에만 전류를 인가하는 정렬 동작을 하고 이 과정에서 얻어지는 지령전압과 실제전류의 비로 간단히 고정자 저항을 측정할 수 있다. 하지만 이런 경우 식 (6)과 같이 지령전압과 실제 인가전압 간의 차이 즉, 인버터 전압오차의 영향으로 저항을 정확히 계산할 수 없다. 제안 방법은 그림 6과 같이 2단에 걸쳐 정렬 동작을 하기 위해 전류를 인가하고 식 (7)과 같이 계산을 하면 각 단계의 정렬 동작 시 공통적으로 존재하는 인버터 전압오차가 상쇄되어 인버터 전압오차가 제거된 고정자 저항을 간단히 알 수 있다. 이때 2단 정렬 전류를 1단 정렬 전류의 2배로 인가할 경우 식 (8)에 의해 전압오차의 크기 성분도 알 수 있다. 이렇게 얻어진 고정자 저항과 인버터 전압오차를 식 (4)에 대입하여 더 정확한 전류추정 모델로부터 개선된 역기전력을 추정할 수 있다. 이러한 2단 정렬 방법은 드림세탁기와 같이 일정 시간 정회전 후 완전 정지 상태가 존재하고 이후 일정 시간 역회전을 한 후 또 다시 완전 정지상태가 되고, 또 이런 상태가 계속 반복하게 되므로 적용이 용이하다.

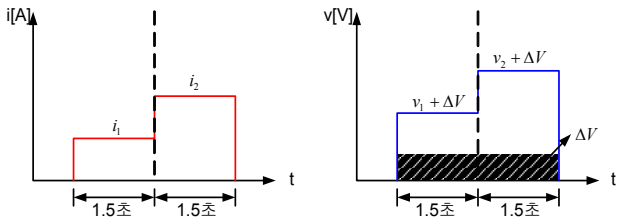


그림 6 2단 정렬전류 주입 과정
Fig. 6 2-step align current injection waveform

$$\hat{R}_s = \frac{v_1 + \Delta V}{i_1} \neq \frac{v_1}{i_1} = R_s \quad (6)$$

$$\hat{R}_s = \frac{(v_2 + \Delta V) - (v_1 + \Delta V)}{i_2 - i_1} \quad (7)$$

$$= \frac{v_2 - v_1}{i_2 - i_1} = R_s$$

$$\Delta V = 2(v_1 + \Delta V) - (v_2 + \Delta V) \quad (8)$$

$$= (2v_1 - v_2) + (2\Delta V - \Delta V)$$

실제 역기전력은 식 (3)를 이용해서 계산할 수 있고 d 축 전류 보상은 식 (9)와 같이 역기전력 기준값대비 변동분에 대해 적절한 보상이득을 곱한 값을 역기전력 기준 값으로부터 설정된 d 축 전류에 더해지면 얻을 수 있다. 여기서 k_{emf} 는 역기전력 보상이득, e 는 역기전력 추정값, e^* 는 역기전력 기준값을 의미한다.

$$I_d(e) = I_d + k_{emf}(e^* - e) \quad (9)$$

한편, 전원전압 변동에 의한 축 전류 영향에 대한 고려는 인버터 DC link 전압을 마이컴 AD부로 검출해서 이를 식(10)과 같이 AC 전압으로 환산해주고 식 (9)와 유사한 방식으로 d 축 전류에 보상분을 고려해주면 식 (11)과 같이 된다. 여기서 V_{AC} 는 AC 전원전압, V_{DC} 는 인버터 DC link 전압, k_{AC} 는 전압 보상이득, V_{AC}^* 는 전압 기준값을 의미한다.

$$V_{AC} = V_{DC} / \sqrt{2} \quad (10)$$

$$I_d(V_{AC}) = I_d - k_{AC}(V_{AC}^* - V_{AC}) \quad (11)$$

3. 실험

3.1 실험구성

제안한 방법의 타당성을 확인하기 위해 그림 7과 같이 영구자석 동기 전동기 제어 알고리즘을 구성하였다. 홀센서로 회전자 위치와 속도를 계산하고 전류정보를 축변환하여 벡터제어를 수행하며 전류제어와 속도제어는 비례 적분 제어기(PI 제어기)를 사

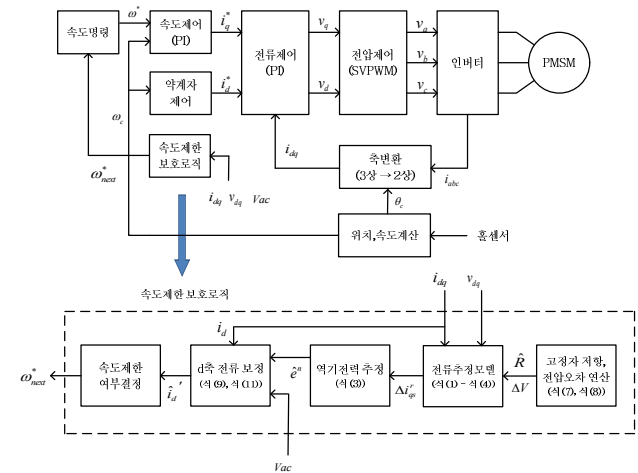


그림 7 영구자석 동기전동기 벡터제어 시스템
Fig. 7 PMSM vector control system

표 1 모터 파라미터

Table 1 Motor parameter

항목	값
상 저항	9.5[Ω] @25°C
상 인덕턴스	37.5[mH]
선간 역기전압	61.5[Vrms] @ 150rpm
DC 링크 전압	339[V]
스위칭 주파수	15[kHz]

용하는 시스템이다. 본 논문에서 사용된 모터는 외전형 표면 부착형 영구자석 동기전동기로 정격속도의 3배까지 약계자 제어를 수행하는 모터로 상세 파라미터는 표 1과 같다. 고속 운전 중 불

평형 질량 발생 시 시스템의 신뢰성이 저하되는 것을 방지하기 위해 속도를 제한하는 보호로직이 적용되어 있다.

3.2 실험결과

그림 8은 역기전력이 서로 다른 모터를 역기전력 검출 식으로 검출한 그림으로 식 (2)로부터 모터 전류를 추정하고 식 (3)에 의해 계산된 값이다. 모터 역기전력 상 조건은 모터 역기전력 정격의 105% 인 모터이고 하 조건은 역기전력 정격의 95% 인 모터이다. 실제 역기전력 산포만큼 역기전력 검출값도 차이가 나는 것을 알 수 있다. 그림 9는 역기전력이 정격의 $\pm 5\%$ 산포가 있는 경우 800 rpm, 1000 rpm, 1060 rpm 등 약계자 제어 운전 중 d 축 전류의 A/D 변환 값을 나타낸다. 여기서 시료#1이 역기전력 정격의 105%인 모터이며 시료#2가 95%인 모터이다. 그림 9(a)는 역기전력을 보상하지 않을 때 속도 별로 d 축 전류 감지 값을 나타낸 그림으로 역기전력이 작으면 d 축 전류 감지 값도 작다는 것을 보아 그림 2에서 언급한 대로 역기전력의 변동에 영향을 받는 것을 알 수 있다. 그림 9(b)는 역기전력의 변동을 보정한 경우인데, 역기전력 변동이 있더라도 식 (9)로 보상이 적절히 된다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 전원전압 검출 값을 나타낸 그림으로 인버터 DC link 전압을 A/D 변환한 값으로부터 식 (11)에 의해 계산된 값이다. 본 논문에서는 배전압 회로가 사용되어 입력전압의 2배로 감지되는 것을 알 수 있다. 그림 11은 전원전압이 정격 및 정격의 $\pm 15\%$ 로 변동할 경우 약계자 제어 운전 중 d 축 전류 감지 값을 나타낸다. 그림 11(a)는 전원전압의 변동을 보상하지 않을 때 속도 별로 d 축 전류 감지값을 나타낸 그림으로 전원전압이 높으면 d 축 전류 감지값이 낮다는 것을 보아 그림 3에서 언급한 대로 전원전압의 변동에 영향을 받는 것을 알 수 있다. 그림 11(b)는 전원전압의 변동을 보정하는 경우인데 전압전압이 변동하더라도 식 (12)로 보상이 적절히 된다는 것을 알 수 있다.

그림 12는 역기전력이 정격 및 정격의 $\pm 5\%$ 인 모터와 입력전압이 정격 및 정격의 $\pm 15\%$ 인 조건에서 d 축 전류를 보상하지 않을 때와 보상할 때 최대 목표속도에 도달하는 빈도를 나타낸다.

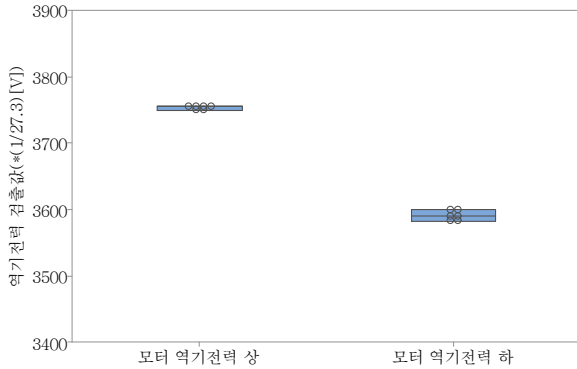


그림 8 모터 역기전력 산포 $\pm 5\%$ 인 경우 역기전력 검출 값
Fig. 8 Back-emf voltage estimation value in case of motor back-emf voltage variation $\pm 5\%$

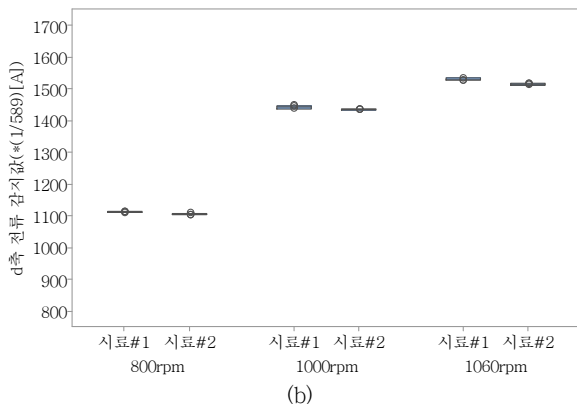
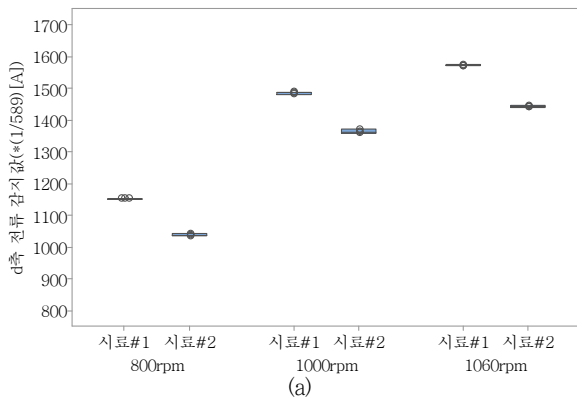


그림 9 모터 역기전력 산포 $\pm 5\%$ 경우 d 축 전류 감지값((a) 역기전력 보상전, (b) 역기전력 보상후)
Fig. 9 D-axis current detection value in case of motor back-emf voltage variation $\pm 5\%$ ((a) before back-emf voltage compensation, (b) after back-emf voltage compensation)

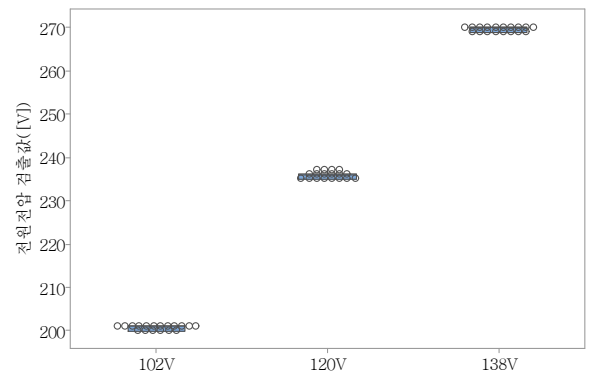


그림 10 전원전압의 정격, 정격의 $\pm 15\%$ 경우 전원전압 검출 값
Fig. 10 Supply voltage detection value in case of rating voltage and $\pm 15\%$ variation of rating voltage

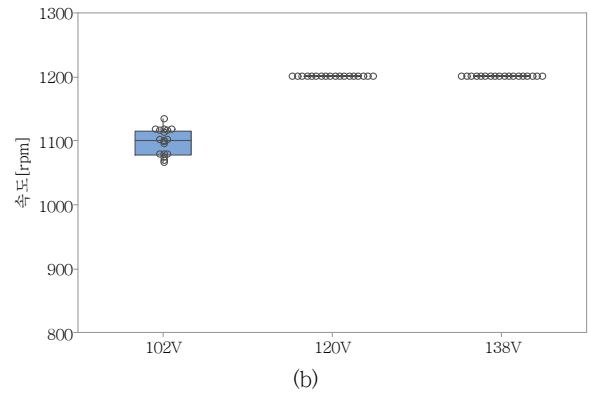
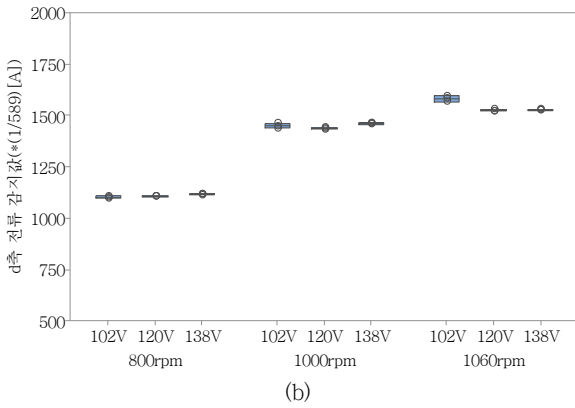
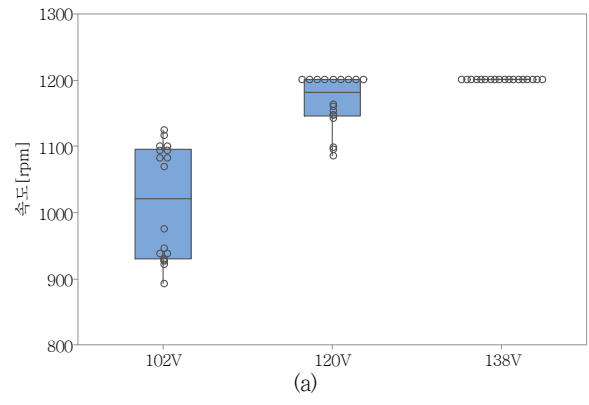
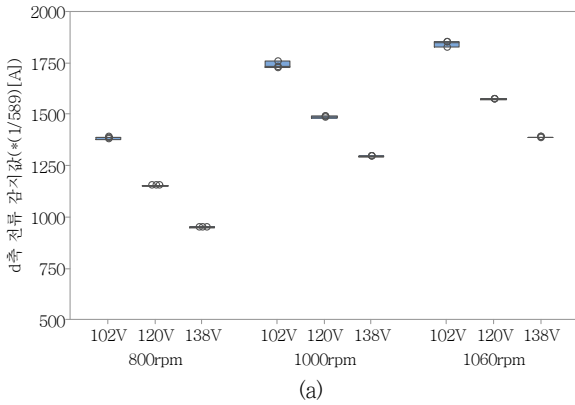


그림 11 전원전압의 정격 및 $\pm 15\%$ 변동이 있는 경우 d 축 전류 감지 값 ((a) 전원전압 보상전, (b) 전원전압 보상후)

Fig. 11 D-axis current detection value in case of rating voltage and $\pm 15\%$ variation of rating voltage ((a) before supply voltage compensaion, (b) after supply voltage compensation)

그림 12 역기전력 산포 $\pm 5\%$, 입력전압 변동이 정격 및 $\pm 15\%$ 인 경우 목표속도 도달 결과((a) d 축 전류 보상전 도달속도, (b) d 축 전류 보상후 도달속도)

Fig. 12 Output speed in case of $\pm 5\%$ back-emf voltage variation and rating voltage and $\pm 15\%$ rating voltage ((a) output speed before d-axis current compensation, (b) output speed after d-axis compensation)

사용된 부하는 관성질량 0kg, 7.5kg, 15kg과 불평형질량 600g을 부착하였다. 그림 12(a)는 d 축 전류를 보상하지 않을 때 결과로 최대 목표속도가 1200rpm인데 비해 평균 1063rpm에 그쳐 최대 목표속도 도달을 88.5% 수준이다. 그림 12(b)는 d 축 전류를 보상할 때로 평균 1166rpm으로 최대 목표속도 도달율이 97.2%로 보상전과 비교해서 8.7% 개선되었다. 이 수준은 정격의 -15%인 경우처럼 전압부족으로 인해 부득이 최대 목표속도에 도달하지 못하는 조건 이외에는 모두 최대 목표속도에 도달하는 수준인 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문은 약계자 영역에서 운전하는 표면부착형 영구자석 동기전동기 제어 시스템에서 고정자 저항 산포와 변동 및 인버터 전압오차에 의해 발생하는 모터 역기전력 추정 오차를 개선하고자 한다. 고정자 저항은 대량 제조과정에서 저항값의 산포가 발생할 수 있고 운전 중 온도변화에 따라 저항값이 변동할 수 있

다. 또한 인버터 전압오차는 전력 반도체 스위치의 상승 및 하강 시간 지연과 턴은 저항에 의해 지령전압과 실제 인가전압이 차이가 날 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 모터 기동 전에 2-step align current 를 인가하여 각 step에 공통적으로 포함된 인버터 전압오차가 상쇄된 인버터 전압을 구하고 이 전압과 전류의 비로 고정자 저항을 간단히 얻을 수 있다. 또한 이 때 두번째 step 전류를 첫번째 step 전류의 2배로 인가할 경우 인버터 전압 오차량도 추정할 수 있다. 이렇게 추정된 고정자 저항과 인버터 전압오차량을 전류모델 기반 모터 역기전력 추정식에 대입하고 이때 얻어진 추정전류와 실제전류의 차이에 보상이득을 곱하여 개선된 모터 역기전력을 추정할 수 있다.

한편 위에서 언급한 개선된 모터 역기전력 추정 알고리즘의 적용으로 실제 역기전력 산포가 있더라도 기존보다 더 정확하게 추정하고 그 값으로 d 축 전류를 보상한다. 여기에 덧붙여 전원전압 변동분까지 보상한 d 축 전류를 이용하여 고속회전 시 불평형 질량이 발생하더라도 속도 가속 혹은 유지 여부를 적절히 결정하

고 고속 영역에서 필요한 진동 허용량을 만족함과 동시에 운전하고자 하는 최대 목표속도를 최대한 보장하였다. 실험을 통해 개선된 모터 역기전력 추정 알고리즘의 타당성과 최대 목표속도 달성 정도가 개선됨을 보였다.

References

- [1] N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. ie-43.2, pp. 300-308, 1996, April.
- [2] Mohamed Rashed, Peter F. A. MacConnell, A. Fraser Stronach, and Paul Acarnley, "Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No 3, pp. 1664-1675, Jun. 2007.
- [3] Kye-Lyong Kang, Jang-Mok Kim, Sang-Hyuk Kim, Geun-Bae Hwang, Kyung-Hoon Kim, "A Study on Sensorless Control of a PMSM using Sliding Mode Observer in High Speed Range," in Trans. KIEE. Vol. 53B, No. 1, Jan. 2004.
- [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] Jang-Mok Kim, Jong-Hwan Song, Seung-Ki Sul, "A New Robust SPMSM Control to Parameter Variation in Flux Weakening Region," in Trans. KIEE. Vol. 48B, No. 5, May. 1999. [1] Y.J. Lee and J.I. Ha, "Analysis and Control of Mono Inverter Dual Parallel SPMSM Drive System," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE., pp. 4843-4849, Sep. 2014.

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)

2014년 : 경북대학교 전자공학부(공학석사)
2014년~현재 : 경북대학교 전자공학부(박사
수료)
관심분야 : 모터제어, 전력전자



권 우 현 (Woo-Hyen Kwon)

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