

주기섭동관측기를 리용한 전동기전류 측정오차보상의 한가지 방법

리국철, 배원철

전동기의 속도조종을 비롯하여 여러가지 목적으로 쓰이는 역변환장치들에서 전류수감부출력특성은 주변요소들과 전류수감부의 특성에 따르는 증폭오차뿐만아니라 편이오차들도 가지고있으며 이 오차들은 출구전류에서 불안정평형을 일으켜 회전모멘트맥동을 일으킨다.

편이오차는 동기주파수로서 조화파전류를 일으키며 증폭오차는 동기주파수의 2배로서 조화파전류를 일으키게 되는데 이에 의하여 전류조종성능은 급격히 낮아져 회전모멘트조종과 위치조종과 같이 고급한 조종체계들에서는 역효과를 가져오게 된다.

선행연구[1]에서는 3상교류전동기에서 섭동관측기를 리용하여 회전모멘트에 의한 진동억제조종방법을 제안하였으며 선행연구[2]에서는 전류수감부오차변화에 대한 추종능력평가방법에 대하여 제안하였다.

본문에서는 회전모멘트에 의한 진동을 억제하기 위한 주기섭동관측기(PDO)를 제안하고 그것에 의한 전류수감부의 오차보상의 한가지 방법을 제안하였으며 모의를 통하여 제안된 방법의 효과성을 검증하였다.

1. 주기섭동관측기를 리용한 전류수감부오차보상

우선 3상검출체계에서 전류수감부의 편이오차와 증폭오차에 의한 dq -축에서의 역효과를 해석하자.

역변환기의 출구전류 i_u, i_v, i_w 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin\left(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi\right) \\ I \sin\left(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 θ 는 회전각, φ 는 위상각, I 는 전류최대값이다.

한편 증폭오차 α, β, γ 와 편이오차 $\Delta i_u, \Delta i_v, \Delta i_w$ 를 가지는 3상전류 i_u^s, i_v^s, i_w^s 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} i_u^s \\ i_v^s \\ i_w^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha - 1) \cdot i_u \\ (\beta - 1) \cdot i_v \\ (\gamma - 1) \cdot i_w \end{pmatrix} \quad (2)$$

다른 한편 일반적인 dq -변환식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad (3)$$

식 (1), (2), (3)으로부터 얻어진 증폭오차와 편이오차를 가지는 dq -축전류 i_d^s, i_q^s 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} (2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) & \sqrt{3}(\Delta i_v - \Delta i_w) \\ \sqrt{3}(\Delta i_v - \Delta i_w) & -(2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2\sqrt{6}} \begin{pmatrix} \sqrt{3}(\beta - \gamma) & (2\alpha - \beta - \gamma) \\ (2\alpha - \beta - \gamma) & \sqrt{3}(\beta - \gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\theta + \psi) \\ \sin(2\theta + \psi) \end{pmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 0 & -3 + (\alpha + \beta + \gamma) \\ 3 - (\alpha + \beta + \gamma) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)로부터 알수 있는바와 같이 3상교류에서 처리된 전류수감부오차가 검측오차인지 조종오차인지 구별할수 없으며 다만 수감부오차에 의해 발생하는 진동전류 i_{dq}^s 는 자동전류조절기(ACR)에 의해 억제된다는것을 알수 있다. 또한 조화파전류는 증폭오차와 편이오차에 의해 발생된다는것을 알수 있다.

다음 주기섭동관측기(PDO)를 리용하면 조화파전류가 억제되고 그 조종안정성이 유지될수 있겠는가를 고찰하자.

PMSM의 일반방정식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R + sL_d} \cdot (v_d^{\text{ref}} + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R + sL_d} \cdot (v_q^{\text{ref}} - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \phi) \end{pmatrix} \quad (5)$$

여기서 R 는 전동기저항, L_d 는 d -축유도도, L_q 는 q -축유도도, ϕ 는 자속이다.

그러면 가상적인 전류값 \hat{i}_{dq} 의 변환과 대등한 성능조화파신호는 G_F 를 통하여 진동 억제작용의 주파수성분들을 추출하게 된다. 여기서 G_F 는 2차LPF이며 그것의 차단주파수는 $2\pi(\text{rad/s})$ 이다.

한편 PDO의 파라미터는 러파후 검측값에서 나타나고있는 잔류잡음에 기초하여 실험적으로 결정된다.

그리고 \hat{i}_{dq} 로부터 I_{dq} 까지 자리표변환과 주파수성분추출은 다음의 식에 의해 진행된다.

$$I_{c_{dq}} = \begin{pmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{pmatrix} = G_F \cdot L \left[\begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} \right] \quad (6)$$

여기서 L 은 라플라스연산자이다.

$I_{c_{dq}}$ 은 PDO를 적용하여 계산할수 있다.

$$\begin{pmatrix} i_{c_{dn}} \\ i_{c_{dq}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{c_{dn}} \\ I_{c_{dq}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

최종적으로 전류오차보상 $i_{c_{dq}}$ 는 $i_{c_{dq}}$ 들을 더하여 얻을수 있으며 따라서 식 (5)의 파라미터오차는 PDO의 로바스트성에 큰 영향을 주지만 성능교정에는 영향을 주지 않는다는 결론이 나온다. 이때 체제모형은 $i_{c_{dq}}$ 로부터 \hat{i}_{dq} 까지 주파수응답에 따르는 전류조종기와 파라미터오차를 포함한 체제동정에 의해 얻어지며 이것은 파라미터정확도가 전류추정정확도보다 충분히 높을 때 ACR의 주파수응답을 고려하기에 충분하다.

따라서 PDO의 조종안정성이 유지될수 있다는것을 알수 있다.

2. 모의 및 실험결과분석

우선 전동기파라미터오차특성분석을 진행하였다.

실험을 위해 모의파라미터들을 다음과 같이 설정하였다.

정격출력: 2.20kW, 정격회전모멘트: 42.0 N·m, 정격속도: 500 min⁻¹, 극수: 8, 정격전압: 136.2V, 정격전류: 13.8A, 전동기관성: 0.16 kg·m², PDO조종주기: 100us, R: 0.59Ω, L_d , L_q : 7.5, 27.2mH, ϕ : 0.32Wb

그리고 회전모멘트지령과 속도지령은 20 N·m, 500 min⁻¹로 설정하였다.

그림 1에 축회전모멘트파형을, 그림 2에 오차보상이 없을 때와 있을 때의 3상전류파형을 보여주었다.

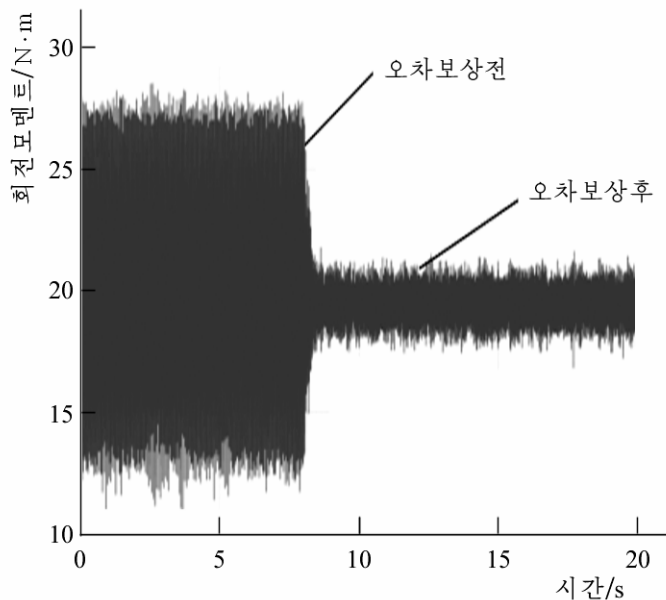


그림 1. 축회전모멘트파형

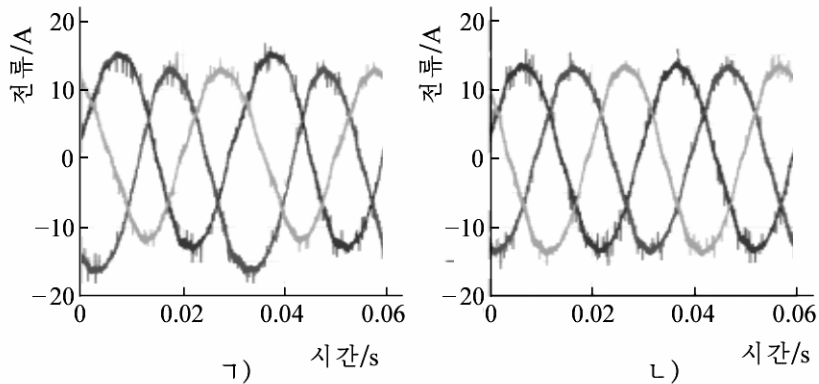


그림 2. 3상전류파형
 ㄱ) 오차보상전, ㄴ) 오차보상후

그림 1로부터 오차보상후 회전모멘트맥동이 억제되었다는것을 알수 있다. 또한 그림 2로부터 오차보상에 의해 증폭오차와 편이오차에 의한 불균형성이 제거되었다는것을 알수 있다.

다음 수감부편이오차에 대한 보상을 모의실험을 통하여 진행하였다.

모의는 편이오차와 증폭오차를 20s후에 모두 동시에 단위계단변화시키면서 진행하였으며 그에 대한 오차설정표를 표에, 그것에 따라 오차보상이 있을 때와 없을 때의 시간응답파형들을 그림 3에서 보여주었다.

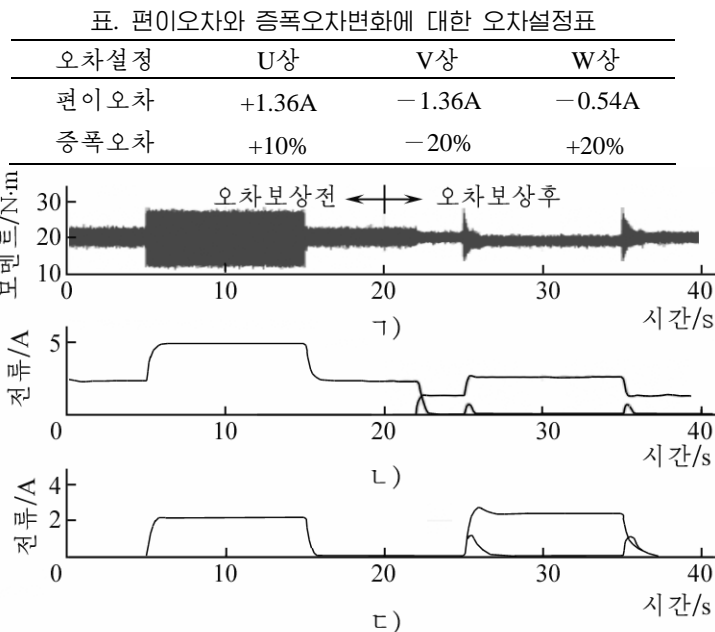


그림 3. 오차보상이 있을 때와 없을 때의 시간응답파형
 ㄱ) 시간에 따르는 회전모멘트파형, ㄴ) 수감부편이오차, ㄷ) 수감부증폭오차

그림 3에서 보는바와 같이 보상이 없는 경우 회전모멘트와 전류의 맥동에 의해 편이 오차와 증폭오차는 커지게 되며 수감부오차계단변화의 그 순간에는 맥동이 일어나도 회전모멘트의 증가는 억제된다는것을 알수 있다.

한편 회전모멘트와 전류맥동은 보상이 없는 경우 편이오차와 증폭오차변화에 따라 증가되지만 보상을 진행하면 설정값은 오차변화의 응답에 따라 자동적으로 변화되면서 회전모멘트맥동의 증가를 억제시킨다는것을 알수 있다.

맺 는 말

주기섭동보상방법에 기초하여 전류수감부오차보상방법을 제안하고 모의실험을 통하여 회전모멘트맥동이 보상후에 완전히 억제되어 전류조종의 정확도가 개선되었다는것을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Tadano et al.; IEEE International Power Electronics Conference, 1363, 2010.
- [2] Takashi Yamaguchi et al.; IEEE Journal of Industry Applications, 4, 4, 323, 2014.

주체108(2019)년 11월 5일 원고접수

A Method of Current Measurement Error Compensation of Motor Using Periodic Disturbance Observer

Ri Kuk Chol, Pae Won Chol

We have proposed a method of current sensor error compensation based on periodic disturbance compensation one and through the simulation have verified that the correctness of the current control is improved with torque ripple being controlled completely after compensation.

Keywords: current sensor error, Periodic Disturbance Observer(PDO), torque ripple