

하이브리드 자동차용 IPMSM에 적용할 위치센서리스 제어기법 비교

박상준*, 이용균*, 이주석**, 목형수*
(건국대학교*, 경기공업대학**)

IPMSM Position Sensorless Control Method Comparison for Hybrid Vehicle

Sang-Zoon Park*, Yong-Kyun Lee*, Ju-Suk Lee**, Hyung-Soo Mok*
Konkuk Univ*, Kyonggi institute of technology**

ABSTRACT

This paper results from the application of IPM for hybrid vehicles using Matsui method and Extended EMF method. These 2 methods are typical methods based on EMF, which is usually used in position sensorless control.

When d-axis current was 0, both Matsui method and Extended EMF method showed desirable results. On the other hand, when d-axis current was not 0, only Extended EMF appeared satisfactory. This means that Matsui method is more vulnerable to parameter variation. Thus, Extended EMF method would be better than Matsui method to be used in field weakening or MTPA control.

1. 서론

영구자석동기전동기는 소형, 고효율, 제어 및 보수의 간단함 등의 장점과 친환경의 관심 등에 의하여 그 보급이 급격하게 증가하고 있다. 그 중에서도 생산비용이 저렴하고 톨턴스 토크를 이용 가능한 돌극형 영구자석동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, 이하 IPMSM으로 표기)가 하이브리드자동차와 산업기기를 비롯한 많은 분야에서 사용되고 있다.

IPMSM의 제어에는 회전자의 위치에 따른 전류제어가 필요한 관계로 인코더나 레졸버 등을 사용한다. 그러나 저비용, 내환경성, 소형화 등의 요구로 위치센서리스제어의 연구가 많이 이루어지고 있다. 이 중 마츠이 등이 발표한 역기전력 기반으로 한 방법^[1](이하 마츠이 방식으로 표기)과 확장유기전압을 이용한 방법^[2](이하 확장유기전압 방식으로 표기)이 많이 사용되고 있다. 이 방법들은 간단한 수식에 의한 모델링 기법을 사용하여 저가격의 DSP를 이용하여도 IPMSM의 고정도의 위치센서리스 제어를 실현할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 하이브리드 자동차용 IPMSM에 마츠이 방식과 확장유기전압 방식을 적용하여 구동결과를 비교하여 적합한 방식을 찾고자한다.

2. 마츠이 방식과 확장유기전압 방식의 위치추정 원리

2.1 마츠이 방식

IPMSM의 회전좌표계의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r K_E \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

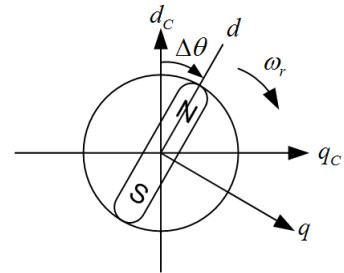


그림 1 전동기의 좌표계
Fig 1 Definition of coordinates

단, L_d , L_q , R , K_E , ω_r 은 각각 d축 인덕턴스, q축 인덕턴스, 권선저항, 기전력계수, 회전속도를 의미한다. 식(1)을 그림 1과 같이 콘트롤러의 기준축인 추정회전축 $d_c - q_c$ 와 전동기의 실제회전축 $d - q$ 사이에 위치오차 $\Delta\theta$ 가 존재할 때의 전압 방정식은 식(2)로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{d_c} \\ v_{q_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_c} \\ i_{q_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e \sin \Delta\theta \\ e \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

단, $e = \omega_r K_E$ 의 기전력을 의미한다. 위식에 $\Delta\theta$ 가 매우 작다고 가정하면 d_c 축의 기전력은 $-e\Delta\theta$, q_c 축의 기전력은 e 가 된다. 식(2)의 전류 미분항에 오일러 근사를 적용하여 $i(n)$ 를 $i(n-1)$ 과 $v(n-1)$ 의 이산식으로 변환하고, 또한 위치오차 $\Delta\theta = 0$ 인 상태 즉, d_c 축의 기전력이 0인 모델전동기를 컨트롤러 내에 이산식으로 정의한다. 두개의 이산식을 이용하여 실제전류와 모델전류의 오차를 이용하면 다음과 같이 기전력과 위치 및 속도의 추정이 가능해진다.

$$e_e(n) = e_e(n-1) - K_e (i_{q_c}(n) - i_{Mq_c}(n)) \quad (3)$$

$$\omega_{re}(n) = \frac{e_e}{K_E} + \frac{K_\theta}{T} \text{sgn}(\omega_{re}(n-1)) (i_{d_c}(n) - i_{Md_c}(n)) \quad (4)$$

$$\theta_e(n) = \frac{1}{s} \omega_{re}(n) \quad (5)$$

단, 위식에서 첨자 e 는 추정치를, M 은 모델값, T 는 샘플링시간을 의미하며, $\text{sgn}()$ 은 부호를 이용하는 것을 나타내고 있다.

2.2 확장유기전압 방식

확장유기전압 방식은 마즈이방식의 식의 유도시 약간의 무리한 근사를 하고 있는데, 이를 보완하기 위하여 고안된 방법이다. 식(1)의 전압방정식의 우변의 첫번째 행렬을 대칭구조로 다음과 같이 변형을 한다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{xd} \\ e_{xq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_{xd} \\ e_{xq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r K_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ E_x \end{bmatrix} \quad (6)$$

위 식의 E_x 를 확장유기전압이라고 한다. 식(6)을 그림1과 같이 위치오차 $\Delta\theta$ 를 가진 $dc-qc$ 축으로 변환하면 다음 식이 된다..

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -E_x \sin\Delta\theta \\ E_x \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

위 식을 마즈이 방식과 동일하게 실전류의 이산식과 dc축의 기전력이 0이 되는 모델을 컨트롤러 내에 정의한다. 모델에 의하여 추정된 전류와 실전류의 오차를 이용하면 다음과 같이 기전력과 위치오차 및 속도를 추정할 수 있게 된다.

$$e_{xde}(n) = e_{xde}(n-1) + \frac{L_d}{T} (i_{dc}(n) - i_{Mdc}(n)) \quad (8)$$

$$e_{xqe}(n) = e_{xqe}(n-1) - \frac{L_d}{T} (i_{qc}(n) - i_{Mqc}(n)) \quad (9)$$

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left(-\frac{e_{xde}}{e_{xqe}} \right) \quad \omega_{re} = \Delta\theta \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \quad (10)$$

표 1 전동기 정격

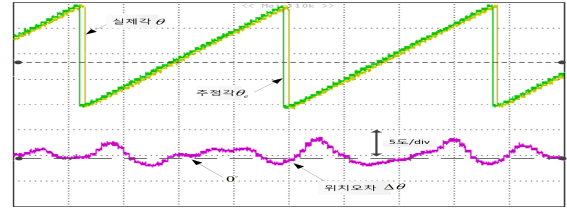
R	0.0128 Ω	K_E	0.0442 Vs/rad
L_d	0.0022 H	P	16극
L_q	0.0028 H	T	0.0001 s

3. 실험 및 결론

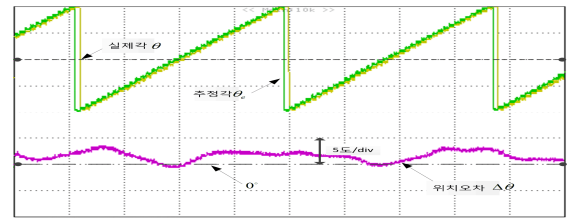
실험에 사용한 전동기는 표1의 정격을 갖는다. 하이브리드 자동차용 IPM의 경우 넓은 속도영역에 걸쳐 약계자 또는 최대토크제어 구동을 해야하므로, 파라미터 변동에 강한 제어법이 요구된다고 할 수 있다. 약계자 영역과 같이 d 축, q 축 양쪽에 전류를 흘리는 경우 파라미터 변동의 영향이 명확히 나타난다. d 축 전류를 0[A]으로 한 경우 2000rpm에서 마즈이 방식과 확장유기전압 방식의 무부하 구동 결과를 그림 2에 보이고 있는데, 두 방식 모두 양호한 결과를 보이고 있다. 약계자제어를 위하여 d 축 전류를 흘린 결과를 그림 3에 보이고 있다. 동도 (a)가 마즈이 방식으로 무부하로 구동한 결과, 위치오차가 약 $\pm 10^\circ$ 로 진동하는 것을 볼 수 있다. 반면에 동도(b)의 확장유기전압방식은 위치오차가 평균적으로 -2.5° 에서 안정된 것을 볼 수 있다. 참고문헌[3]에 의하면 확장유기전압방식에서 파라미터 오차의 영향은 L_q 와 q 축의 전압입력오차가 지

배적이라고 하는데, 현재는 무부하로 구동한 결과이므로 L_q 의 영향이 제한적이라서 좋은 결과가 얻어졌다고 할 수 있다. 또한, 문헌[4]에 따르면 마즈이 방식은 d 축에 전류가 흐르면 L_d 의 파라미터오차가 지배적인 요소가 되는데, 그 결과 위치 추정 오차가 증가한 것으로 생각되어 진다.

향후 약계자 영역에서 부하를 인가하여 d 축과 q 축에 충분한 전류를 흘리는 실험을 통하여 하이브리드 자동차용 IPM에 적합한 위치센서리스제어법을 결정할 것이다.



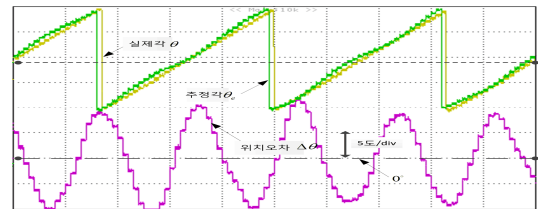
(a) 마즈이 방식



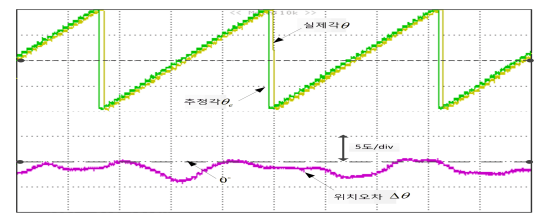
(b) 확장유기전압 방식

그림 2 위치센서리스 구동(2000rpm, $i_d^* = 0[A]$)

Fig 2 Position sensorless drive(2000rpm, $i_d^* = 0[A]$)



(a) 마즈이 방식



(b) 확장유기전압 방식

그림 3 위치센서리스 구동(2200rpm, $i_d^* = -10[A]$)

Fig 3 Position sensorless drive(2200rpm, $i_d^* = -10[A]$)

참고 문헌

- [1] Nobuyuki Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives." IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL, 43, NO. 2, APRIL 1996
- [2] 田中康司, 三木一郎, "擴張誘起電壓を用いた埋込磁石同期電動機的位置センサレス制御" IEEJ IA, VOL125, NO9, 2005
- [3] Yukinori Inoue, Kozi Yamada "Improvement of Position Estimation Accuracy in IPMSM Sensorless Drives with On-Line Parameter Identification", IEEJ Trans. IA. VOL128, NO7, 2008
- [4] 市川誠, "突極ブラシレスDCモータのセンサレス制御", 修士論文, 平成8年