

가변 필터 관측기를 이용한 IPMSM 센서리스 제어

(Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) using Disturbance Observer with Variable Cut-off Frequency)

이준호* · 이화춘 · 이성호 · 정태욱 · 박성준**

(Jun-Ho Lee · Hwa-Choon Lee · Sung-Ho Lee · Tae-Uk Jung · Sung-Jun Park)

Abstract

Using sensors to detect current or voltage of motors is disadvantaged because motor is exposed to vibration, impacts, corrosion, high temperature and humidity in the machinery structure like HEV.

In the case of IPMSM, position information is included not only in the flux or EMF term but also in the rotator inductance because of its saliency. To solve this problem, a new mathematical model of IPMSMs on fixed frame is proposed and an extended EMF including rotating position information is defined to estimate extended EMF. A strong low-pass filter through the variable cut-off frequency using velocity function was proposed. This makes it is possible to estimate extended EMF by least order disturbance observer. The proposed method was proved through the experiment.

Key Words : IPMSM, BLDCM, Sensorless Drive, HEV

1. 서 론

최근 들어 에너지 효율과 환경 측면에서 하이브리드 자동차(HEV) 및 전기자동차(EV)의 개발과 함께 브러시리스 DC 모터의 적용이 주요 관심사가 되고 있다 [1-2]. 이는 전기기기의 고효율화, 고성능화, 다기능화가 요구되고 있기 때문이다. 그러나 대부분의 브러시리스 DC 모터는 센서에 의해 구동회로를 작동시켜 코일에 통전하는 방식을 채용하고 있다. 이 방법은 센서

가 모터 내부에 내장되므로 열악한 조건에서 사용되는 경우에는 센서의 동작이 급격한 특성변화로 인해 신뢰성에 문제가 되는 경우가 있다[3]. 특히 전기자동차와 같이 진동, 내충격, 내식성, 고온, 고습 등이 요구되는 기기의 구조에서는 센서 타입의 브러시리스 DC 모터가 절대적으로 불리하다. 따라서 전기자동차용 브러시리스 DC 모터 구동시스템에서 센서의 설치비용에 대한 부담을 줄이고, 외부환경에 강인성을 부여하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 일반적으로 센서리스 제어를 위한 기본 이론은 State Observer에 의한 방법에 그 바탕을 두고 있다. 대부분의 센서리스 알고리즘은 정현적인 역기전력을 갖는 IPMSM을 대상으로 하여 진행되고 있으며, 비정현적인 역기전력을 갖는 IPMSM에 대한 연구

* 주저자 : 전남대학교 전기공학과 석사과정
** 교신저자 : 전남대학교 전기공학과 부교수
Tel : 062-530-1741, Fax : 062-530-1749
E-mail : ahasfertz1@naver.com
접수일자 : 2010년 10월 11일
1차심사 : 2010년 10월 14일
심사완료 : 2010년 12월 22일

는 상대적으로 미비한 실정이다. 따라서 고효율화, 고 집적화의 관점에서 설계된 비정현적 역기전력을 갖는 IPMSM을 대상으로 하는 센서리스 알고리즘 개발이 필요하다.

본 연구에서는 HEV 전동식 압축기용 BLDC Motor Drive에서 위치센서를 이용한 시스템의 단점을 극복하기 위해 비정현적인 역기전력과 전류 파형에서도 센서리스 제어가 가능한 제어 알고리즘을 제시한다. 또한 프로토타입의 제작과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성을 입증하였다.

2. IPMSM의 모델링 및 관측기 구성

2.1 IPMSM 모델링

일반적으로 IPMSM에서 각 상은 동일한 전기자 권선 저항을 가지고 있어 전기자 권선 간의 상호 인덕턴스와 자기 인덕턴스는 회전자의 위치 함수가 되어 SPMSM에 비해 다소 복잡하다. 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스는 회전자가 한번 회전하는 동안 똑같은 자기 회로를 두 번 반복하므로 2θ 의 공간적인 함수로 표현되고, 회전자의 영구자석과 고정자 권선간의 인덕턴스는 θ 의 함수이다.

전통적인 돌극 동기전동기와 마찬가지로 매입형 영구자석 동기전동기의 고정자 3상 전압을 이용한 3상 전압식을 이용하여 전동기의 과도상태 등을 관찰하기 위해서는 복잡한 미분 방정식 등을 풀어야하기 때문에 수식의 취급이 쉽지 않다. 따라서 전동기의 과도상태 등의 해석을 위해서 3상의 전압 방정식을 2상의 전압방정식으로 변환하여 간략화 할 수 있다. 우선 매입형 영구자석 동기전동기의 3상 정지좌표계의 전압방정식을 2상의 정지좌표계(Stationary Frame) 전압식으로 변환하였을 때 2×2 행렬 형태인 식 (1)로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + pL_0 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} K_E \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} + pL_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{단, } L_0 = (L_d + L_q)/2$$

$$L_1 = (L_d - L_q)/2$$

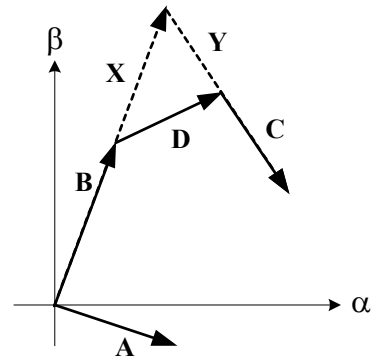


그림 1. IPMSM의 벡터도
Fig. 1. Vector diagram of IPMSM

인덕턴스 항에는 회전자가 비돌극형인 SPMSM과는 달리 회전자 위치의 1배 및 2배함수와 관련 있어 수식적인 해를 구하기가 복잡하다. 식 (1)의 우측 첫째 항과 둘째 항은 저항 및 인덕턴스의 전압강하 항으로 SPMSM항과 동일하나, 두 개의 벡터인 C, D는 회전자의 위치함수와 관련 있는 것으로 이 수식을 풀기 어렵다. 또한 2상 각각에 상호 간섭항(Cross Coupling Terms)이 존재한다. 그래서 회전자를 기준으로 한 동기좌표계에서는 좌표축(d-q축)이 동기속도로 회전하고 있으므로 동기 속도로 회전하고 있는 고정자의 전압과 전류벡터는 회전자 축에서 볼 때 직류 값과 같이 일정 값으로 된다. 이것은 2상 정지좌표계에서 볼 수 있듯이 회전자의 위치에 관련된 항은 모두 상수 값이 되므로 수식을 아주 간략화 할 수 있으며, IPMSM의 동기 좌표(Synchronous Frame)축상에서의 고정자 전압 방정식은 식 (2)처럼 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - \dot{i}_q) + \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (2)의 동기 좌표축상의 전압방정식에서 임피던스 행렬이 비대칭 행렬이 되어 고주파 성분이 발생하여

필터의 설계에 문제가 된다. 따라서 임피던스 행렬을 대칭행렬로 구성하기 위해서는 2상 정지좌표축의 전압방정식으로 변형이 필요하다. 식 (3)은 대칭 임피던스 행렬을 갖는 2상 정지 좌표축의 전압방정식이다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL_d & \omega_{re}(L_d-L_q) \\ -\omega_{re}(L_d-L_q) & R+pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$+ \{(L_d-L_q)(\omega_{re}i_d - \dot{i}_q) + \omega_{re}K_E\} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix}$$

식 (3)의 우측 두 번째 항이 회전자의 위치 정보를 갖는 항으로 이 항을 식 (4)와 같이 확장된 역기전력 항으로 취급할 수가 있다.

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \{(L_d-L_q)(\omega_{re}i_d - \dot{i}_q) + \omega_{re}K_E\} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)의 역기전력 항을 구하기 위해서는 회전자의 위치정보가 필요하다. 일반적으로 센서리스제어를 할 경우 회전자의 위치 정보를 추정하는 것으로 역기전력 항을 외란으로 취급하고, 그 값을 관측기를 구성하여 추정하는 것이다.

식 (5)는 IPMSM의 상태 방정식을 나타내고 있다. 상태변수로는 전류와 역기전력이 되고, 시스템 입력은 전동기에 인가되는 단자전압이며, 출력은 상전류가 된다.

$$p \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ W \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$i = C \cdot \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -(R/L_d)I + \{\omega_{re}(L_d-L_q)/L_d\}J$$

$$A_{12} = (-1/L_d)J$$

$$A_{22} = \omega_{re}J$$

$$B_1 = (1/L_d)I$$

$$C = [I \ 0]$$

$$W = (L_d-L_q)(\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_q) \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (5)에서 전기적인 시정수가 기계적인 시정수에 비해 상당히 작다면, 전동기의 속도는 상수로 취급할 수 있어, 식 (5)는 선형 상태 방정식으로 취급할 수 있다. 식 (5)의 W 항은 선형화 에러로써 d-q축 전류가 변동할 경우에만 나타난다. 전동기의 전류제어기의 속응성을 속도제어기의 속응성에 비하여 매우 빠르게 설계한다면, 이 외란은 저주파 필터에 의해 쉽게 제거할 수 있다.

2.2 최소차원 관측기의 구성

식 (5)에 의해 역기전력 항을 추정하기 위한 최소차원 관측기는 식 (6)과 같이 구성한다.

$$\dot{\hat{i}} = \widetilde{A}_{11}\hat{i} + \widetilde{A}_{12}\hat{e} + \widetilde{B}_1v \quad (6)$$

$$\dot{\hat{e}} = \widetilde{A}_{22}\hat{e} + G(\dot{\hat{i}} - \dot{i}) = \widetilde{A}_{11}Gi$$

$$+ (\widetilde{A}_{12}G + \widetilde{A}_{22})\hat{e} + \widetilde{B}_1Gv - G\dot{i}$$

$\hat{\cdot}$: estimated state variable

$\widetilde{\cdot}$: parameter's nominal value

$G = g_1I + g_2J$: feedback gain

식 (6)의 최소차원 관측기에는 전류 미분항을 포함하고 있으며, 이로 인하여 전류의 노이즈에 의한 영향이 크게 나타난다. 따라서 전류의 미분항을 제거하기 위해 새로운 매개변수(ξ)를 도입한 역기전력과의 관계식은 식 (7)과 같다.

$$\zeta = \hat{e} + G\hat{i} \quad (7)$$

$$\dot{\zeta} = \dot{\hat{e}} + G\dot{\hat{i}}$$

식 (6)과 식 (7)로부터 미분항이 없는 최소차원 관측기는 아래와 같이 구성된다.

$$\dot{\xi} = (\widetilde{A}_{12}G + \widetilde{A}_{22})\xi + \widetilde{B}_1Gv + G(\widetilde{A}_{11}I - \widetilde{A}_{12}G - \widetilde{A}_{22})i \quad (8)$$

$$\hat{e} = \xi - Gi$$

그림 2는 외란 관측기의 구성도를 나타내고 있다.

일반적으로 전동기의 제어는 PWM의 전압을 인가하여 전동기의 전류를 제어한다. 이 경우 전류의 리플이 역기전력 추정치 리플로 나타나게 되고, 이는 위치 오차의 변동을 증가시키는 역할을 한다. 이를 방지하기 위해서 역기전력 추정치에 저주파 필터가 필수적이며, 이 필터의 설계가 위치오차의 정도를 결정짓는 중요한 요소가 된다.

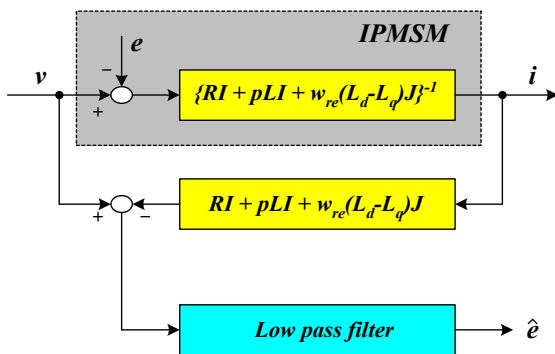


그림 2. 외란 관측기의 구성도
Fig. 2. Configuration of disturbance observer

2.3 가변 차단주파수에 의한 필터회로

정현파 전류가 형성되는 IPMSM의 센서리스 제어의 경우 입력단의 Low pass filter는 스위칭 주파수를 제거할 수 있을 정도의 cut-off frequency로 설정하여 사용한다. 그러나 전동기의 상전류에 저차고조파 성분이 많이 함유되어 있는 경우 센서리스 제어에 상당한 어려움이 있다. 이러한 경우 강한 Low pass filter를 사용하여 저차고조파 성분은 제거할 수 있으나, 전동기 속도에 따른 위상 지연과 크기 감소를 보상할 수 있는 기법이 필요하다. 이러한 보상 기법으로는 전동기의 속도에 따른 위상과 크기 보상을 위해 look up table을 사용하는 것이 일반적이나, 이 경우 메모리의 양에 따라 그 특성이 좌우되는 단점이 있다. 본 연구에서는 저차고조파 성분을 제거하기 위해 가변 차단 주파수 개념을 사용하였으며, 이 가변 차단 주파수 개념을 사용함으로써 Low pass filter의 위상 지연과 크기 감소는 일정하게 할 수 있다. 즉 입력전류의 주파수에 관계없이 일정 위상각 지연과 일정 감소비를 구현

함으로써 저차고조파 전류에 의한 영향을 간단히 제거할 수가 있었다. 그림 3은 가변 차단주파수에 의한 강인한 센서리스 제어 블록도를 나타내고 있다. 그림 3에서 보는 바와 같이 전동기 단자전압과 전류의 cut-off frequency를 속도함수로 묶으로써 비정현 전류에 강인한 센서리스 알고리즘의 구현이 가능하였다.

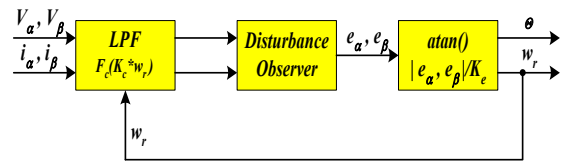


그림 3. 가변 차단주파수에 의한 강인한 센서리스 제어블록도
Fig. 3. Sensorless control block diagram with variable cut-off frequency

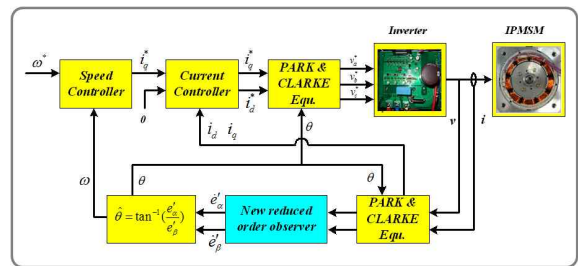


그림 4. 센서리스 제어기 구성 블록도
Fig. 4. Block diagram of sensorless controller

그림 4는 전체 시스템 구성도를 나타낸다. 시스템은 크게 IPMSM, 전동기의 회전자 위치 및 속도 추정기, 전류제어기, 속도제어기로 나뉘어진다. 속도제어기(Speed Controller)는 속도지령발생기의 출력인 기계 각속도 지령(ω_r^*)과 센서리스 제어기의 필터된 전동기 추정 기계각속도(ω_r)의 차이로부터 동기좌표계 d-축 전류지령치(i_d^*)와 동기좌표계 q-축 전류지령치(i_q^*)를 출력한다. 전류제어기(Current Controller)는 속도제어기 출력인 동기좌표계 d-축 전류지령치와 실제 동기좌표계 d-축 전류(i_d)와, 실제 동기좌표계 q-축 전류(i_q)를 비교하여, 정지좌표계 d-축 전압지령(V_d)와 정지좌표계 q-축 전압지령(V_q)를 발생시키고, 이 전압을 PWM을 통하여 IPM 전동기에 출력한다. 정지좌

표계와 동기좌표계 사이의 좌표변환을 위하여, 전동기의 회전자 위치정보가 필요하다.

이에 센서리스제어기의 출력인 추정각속도(θ)를 사용하였다. 그리고 전류제어기를 고성능으로 동작시키기 위해서는, 역기전력과 전류에 의한 임피던스 강하를 보상해야 하는데 이를 위하여 센서리스 제어기의 출력인 추정 전기각속도(ω)를 이용하였다.

3. 실험 결과 및 고찰

표 1은 본 연구에서 개발한 하이브리드 전기자동차를 위한 에어컨 압축기용 IPMSM의 사양이다.

표 1. 전동기 사양
Table 1. Specification of IPMSM

정격 용량	2[kw]
상 저항(R_s)	0.44[Ω]
d축 인덕턴스(L_{ds})	32[mH]
q축 인덕턴스(L_{qs})	16[mH]
역기전력 상수(K_e)	0.01[V/(rad/s)]
토크 상수(K_T)	5.57[Nm/A, peak]
극수	6극
정격전압	200[V]
정격전류(I_{s_rms})	10[A, rms]
정격전류(I_{s_peak})	20[A, peak]
정격속도, 최고속도	3,500, 7,500[rpm]

그림 5는 전체 시스템의 사진이다. 부하로는 직류전동기를 사용하였으며, TMS320F2812를 사용하여 제어기를 구성하였으며, 각 상태는 LCD를 통해 표시하고, 파라미터 설정은 키를 사용하였다.

그림 6은 DSP 제어보드, 전류 센싱부, IPM 파워부, IPMSM 및 엔코더 부를 나타내고 있다. DSP 제어보드는 TMS320F2812를 사용하였으며, 전류 센서는 TM1A050를 사용하였고, IPM은 PS21869A를 사용하였다. 대상전동기는 IPMSM이고 엔코더는 센서리스의 정도를 계측하기 위해 E40H12-1024를 사용하였다.

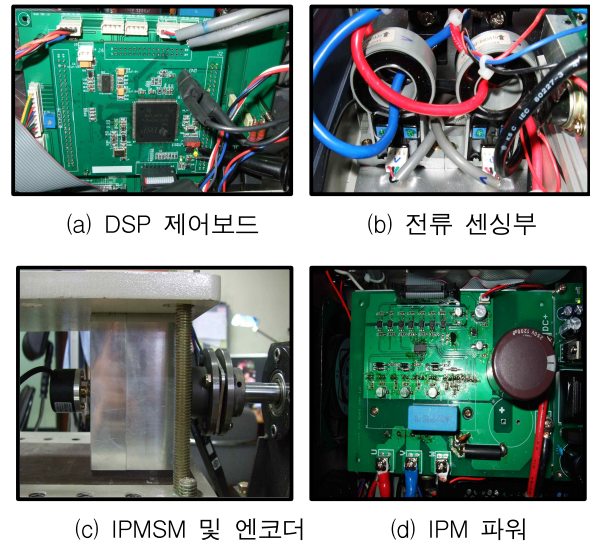


그림 6. 주요 하드웨어 사진
Fig. 6. Photograph of essential hardware

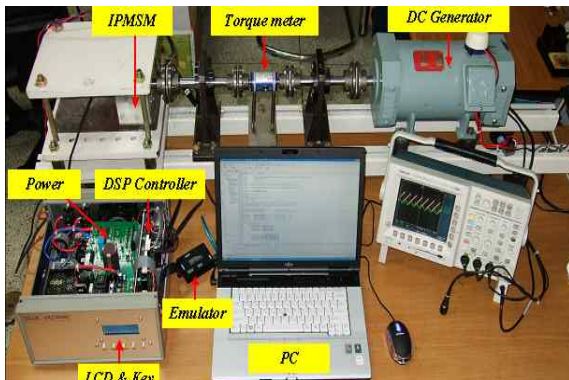


그림 5. IPMSM 센서리스 구동 드라이브 시스템
Fig. 5. Sensorless drive system of IPMSM

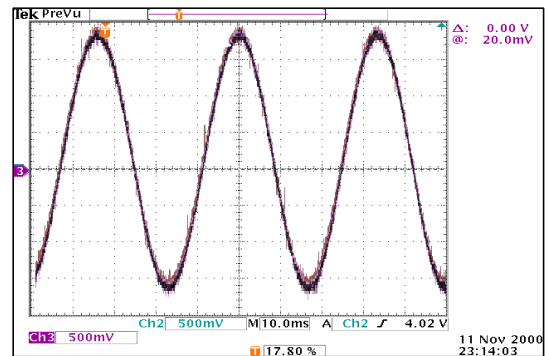


그림 7. 구속시험 시 상전류 파형 및 예측 전류파형
Fig. 7. Waveforms of phase and estimated current under lock test

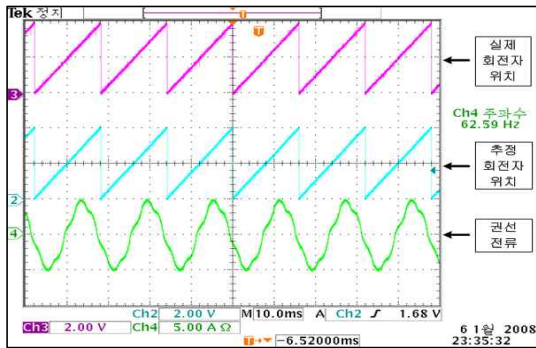
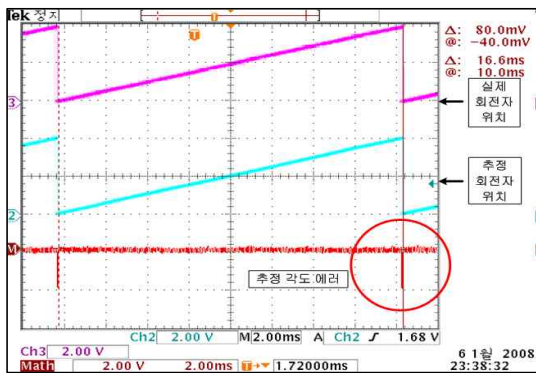
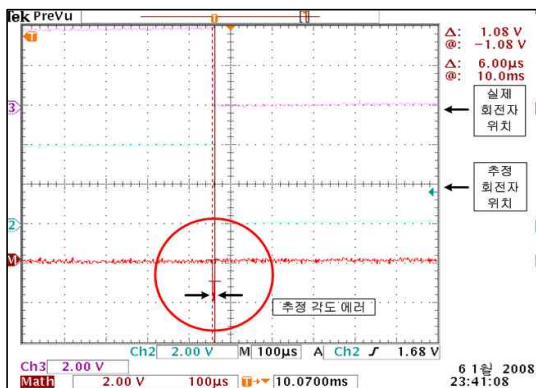


그림 8. 실제 각도와 추정각도
Fig. 8. Actual and estimated angle



(a)



(b)

그림 9. 실제 각도와 추정각도 및 추정각도 에러
Fig. 9. Actual and estimated angle and estimated angle error

그림 7은 전동기의 저항 및 인덕턴스의 파라미터의 타당성을 검증하기 위한 구속시 상전류 파형 및 예측 전류파형이다. 그림에서 보는 바와 같이 실제의 상전

류와 예측 상전류가 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 8은 제안된 알고리즘에 의해 센서리스 제어를 행하였을 경우 정상 상태에서 실제 회전자 위치 및 추정회전자 위치를 나타내고 있다. 그림에서 보는바와 같이 회전자의 위치 추정은 양호하게 이루어짐을 알 수 있다.

그림 9는 정상상태에서 추정회전자 위치 오차를 분석하기 위해 실제 각도와 추정각도 및 추정각도 에러를 나타내고 있다. 추정각도 오차는 실제 각도와 추정각도 차를 오실로스코프에 나타나게 하였으며, 0도로 바뀌는 위치의 폭이 전체 주기의 1% 이내가 되므로 회전자의 위치 추정오차는 1[%]이내가 됨을 알 수 있다.

그림 10은 기동시 위치 추정 특성을 보기 위한 파형으로서 추정 회전자 위치가 실제 회전자 위치를 양호하게 추정하고 있음을 확인할 수 있다.

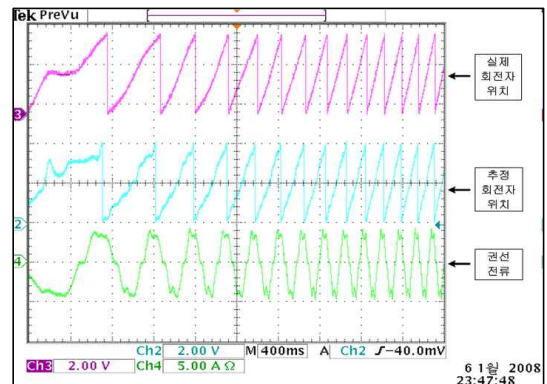


그림 10. 기동시 위치 추정 특성 파형
Fig. 10. Characteristic waveform of position stimulation under starting

3. 결 론

본 연구에서는 전기자동차 에어콘용 IPM 전동기의 속도센서 없는 벡터제어 알고리즘을 구현하였다.

초기에 전류벡터로 전동기를 회전시키면서 센서리스 자속 추정기를 안정화시켜 회전자의 위치를 구한 다음, 약 10[Hz]부근에서 센서리스 벡터제어로 전환시켰다. 전환 시킨 이후에는 200[Hz]까지 가속시켜도 구동에 문제가 없었다. 일단 센서리스 벡터제어로 전

환되면, 약 15[Hz]에서 200[Hz]까지 자유롭게 가감속 제어가 가능하였다.

감사의 글

이 연구는 지식경제부 지역연계기술개발사업으로 수행된 연구 결과임.

References

- [1] A. T. Morgan, General Theory of Electrical Machines, Heyden & Son Ltd. 1979.
- [2] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, pp. 986-996, September/October, 1991.
- [3] S. A. Nasar, I. Bolder and L. E. Unnewehr, Permanent Magnet, Reluctance, and Self synchronous Motors, CRC Press, 1993.
- [4] S. Ogasawara, H. Akagi, O. Shinkawa, "Wide Speed Operation of a Sensorless Brushless dc Motor Having an Interior Permanent Magnet Rotor," PCC-Yokohama, pp. 363-370, 1993.
- [5] N. Matsui, T. Takeshita, "Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier," IEEE-IECON '94, Vol. 1, pp.14-19, 1994.
- [6] N. Matsui, T. Takeshita, "Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier," IEEE-IECON '94, Vol. 1, pp.14-19, 1994.
- [7] Texas Instruments, TMS320F/C24x DSP Controllers Reference Guide CPU and Instruction Set, 1999.

◇ 저자소개 ◇



이준호(李俊鎬)
1979년 6월 25일생. 2007년 전남대학교 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이화춘(李和春)
1980년 4월 30일생. 2006년 전남대학교 전기공학과 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이성호(李成浩)
1971년 11월 1일생. 1997년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2003~2007년 LG전자 디지털어플라이언스 연구소 책임연구원. 2007년~현재 한국생산기술연구원 선임연구원.



정태욱(鄭泰旭)
1970년 5월 16일생. 1993년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996~2005년 LG전자(주) 책임연구원. 2006~2007년 8월 한국생산기술연구원 선임연구원. 2007년 3월~2007년 8월 전남대 전기공학과 겸임교수. 2007년 9월~현재 경남대 전기공학과 조교수.



박성준(朴晟濬)
1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996년 3월~2000년 2월 거제대 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 부교수.