

## 하이브리드 전기자동차를 위한 에어컨 압축기용 IPMSM의 센서리스 제어기 개발

송두영\*, 객상현\*, 우도\*, 송성근\*, 이성호\*\*, 정태욱\*\*\*, 박성준\*  
 전남대학교\*, 한국생산기술연구원\*\*, 경남대학교\*\*\*

### Sensorless Controller Development of IPMSM to Drive Air-conditioner Compressor in a Hybrid Electrical Vehicle

Doo-Young Song\*, Sang-Hyun Kwak\*, Yu Tao\*, Sung Geun Song\*, Sung-ho Lee\*\*, Tae-Uk Jung\*\*\*, Park Sung-Jun\*  
 Chonnam National University\*, Korea Institute of Industrial Techonology\*\*, Kyungnam University\*\*\*

**Abstract** - 본 논문은 하이브리드 전기자동차를 위한 에어컨 압축기용 구동 드라이브에 대해 연구하였다. 전기자동차의 경우 열악한 환경에서 구동되기 때문에 센서리스 타입은 필수적이며, 고효율화와 고집적화를 위해서 매입형 영구자석 전동기 IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronizing Motor)을 사용하였다. 본 논문에서 사용된 IPMSM은 비정현적인 역기전력과 입력전류를 가지기 때문에 기존 IPMSM의 센서리스 방식은 불가능하다. 이를 해결하기 위해 최소차원의 관측기를 구성하고 속도함수에 의한 가변차단주파수에 의한 강인한 필터회로를 이용한 새로운 제어 알고리즘을 제안하였다.

#### 1. 서 론

최근 에너지 효율과 환경 측면에서 하이브리드 자동차(HEV) 및 전기 자동차(EV)의 개발과 함께 브러시리스 DC 모터의 적용이 주요관심사가 되고 있다. 그러나 대부분의 브러시리스 DC 모터는 센서에 의해 구동되고 있으며, 이는 전기자동차와 같이 진동, 내충격, 내식성, 고온, 고습 등이 요구되는 기기의 구조에서는 절대 불리하다. 따라서 전기자동차용 브러시리스 DC 모터 구동시스템에서 센서의 설치비용에 대한 부담을 줄이고, 외부환경에 대한 강인성을 부여하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서 고효율화, 고집적화를 위해 사용된 IPMSM은 인덕턴스가 회전자의 위치함수이므로 기존의 SPMSM의 센서리스 방식을 사용할 수 없으며, 센서리스 관점에서는 SPMSM방식 보다 불리하다. 특히 본 논문에서 사용된 비정현적인 역기전력과 입력전류를 갖는 IPMSM의 경우 기존 IPMSM의 센서리스 방식의 적용이 어렵다.

본 논문에서는 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 타당성이 입증하였다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 IPMSM의 전압방정식

일반적으로 IPMSM은 각 상은 동일한 전기자 권선 저항을 가지고 있어 전기자 권선 저항  $R_a, R_b, R_c$ 는  $R$ 로 대체할 수 있으며, 전기자 권선 간의 상호 인덕턴스  $M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$ 와 전기자 권선 자기인덕턴스  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ 는 회전자의 위치 함수가 되어 SPMSM에 비해 다소 복잡하게 된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

매입형 영구자석 동기전동기의 3상 정지좌표계의 전압방정식을 2상의 정지좌표계(Stationary Frame) 전압식으로 변환하였을 때 2x2 행렬 형태인 식 (2)로 주어진다.

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

$$L_d = L_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}), \quad L_q = L_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as})$$

$$L_0 = (L_d + L_q)/2, \quad L_1 = (L_d - L_q)/2$$

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta, \quad L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta, \quad L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta$$

인덕턴스 항에는 회전자가 비돌극형인 SPMSM과는 달리 회전자 위치의 1배 및 2배함수와 관련 있어 수식적인 해를 구하기가 복잡하다. 식 (3)의 우측 첫째항과 둘째 항은 저항 및 인덕턴스의 전압강하항으로 SPMSM항과 동일하나, 두 개의 벡터인 셋째, 넷째 항은 회전자의 위치 함수와 관련 있는 것으로 이 수식을 풀기는 어렵다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + pL_0 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{rc} K_E \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} + pL_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

위의 수식을 쉽게 풀 수 있는 한 방법은 회전자의 위치각을 추정회전자의 위치각으로 사용하는 것이다. 이것은 2상 정지좌표계에서 볼 수 있듯이 회전자의 위치에 관련된 항은 모두 상수 값이 되므로 수식을 아주 간략화 할 수 있으며, IPMSM의 동기 좌표축 상에서 고정자 전압 방정식은 식 (4)처럼 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$L_d = L_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}), \quad L_q = L_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as}), \quad \psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f = \sqrt{3} \psi_e$$

##### 2.2 IPMSM의 모델링 및 관측기 구성

식 (4)에서 역기전력 항은 자속의 형태를 취하고 있어 이 식의 해를 구하기 위해 전류와 속도의 항으로 표현하면, 식 (4)은 식 (5)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{rc} L_q \\ \omega_{rc} L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (\omega_{rc} i_d - \dot{i}_q) + \omega_{rc} K_E \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (5)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 (6)은 대칭 임피던스 행렬을 갖는 2상 정지 좌표축의 전압방정식이다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_{rc}(L_d - L_q) \\ -\omega_{rc}(L_d - L_q) & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \left\{ (L_d - L_q)(\omega_{rc} i_d - \dot{i}_q) + \omega_{rc} K_E \right\} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (6)의 우측 두 번째 항이 회전자의 위치 정보를 갖는 항으로 이 항을 식 (7)과 같이 확장된 역기전력 항으로 취급할 수가 있다.

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \left\{ (L_d - L_q)(\omega_{rc} i_d - \dot{i}_q) + \omega_{rc} K_E \right\} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (7)의 역기전력 항을 외란으로 취급하고, 그 값을 관측기를 구성하여 추정한다. 식 (8)은 IPMSM의 상태 방정식을 나타내고 있다. 상태변수로는 전류와 역기전력이 되고, 시스템 입력은 전동기에 인가되는 단자 전압이며, 출력은 상전류가 된다.

$$p \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ W \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$A_{11} = -(R/L_d)I + \{\omega_{rc}(L_d - L_q)/L_d\}J, \quad A_{12} = (-1/L_d)J, \quad A_{22} = \omega_{rc}J$$

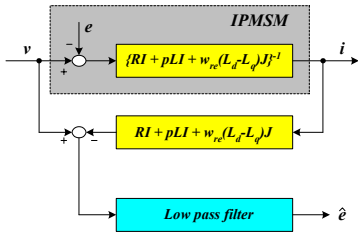
$$B_1 = (1/L_d)I, \quad C = [I \ 0], \quad W = (L_d - L_q)(\omega_{rc} \hat{i}_d - \dot{\hat{i}}_q) \begin{bmatrix} -\sin\theta_{rc} \\ \cos\theta_{rc} \end{bmatrix}$$

$$i = C \cdot \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (8)에서 전기적인 시정수가 기계적인 시정수에 비해 상당히 적다면, 전동기의 속도는 상수로 취급할 수 있어, 식 (8)은 선형 상태 방정식으로 취급할 수 있다. 식 (8)에 의해 역기전력 항을 추정하기 위한 최소차원 관측기는 식 (9)와 같이 구성한다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}} &= \bar{A}_{11} \hat{i} + \bar{A}_{12} \hat{e} + \bar{B}_1 v \\ \dot{\hat{e}} &= \bar{A}_{22} \hat{e} + G(\hat{i} - \hat{i}) = \bar{A}_{11} G \hat{i} + (\bar{A}_{12} G + \bar{A}_{22}) \hat{e} + \bar{B}_1 G v - G \dot{i} \end{aligned} \quad (9)$$

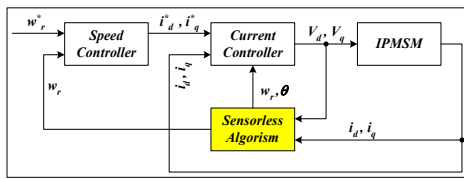
$\hat{\cdot}$  : estimated state variable,  $\bar{\cdot}$  : parameter's nominal value  
 $G = g_1 I + g_2 J$  : feedback gain



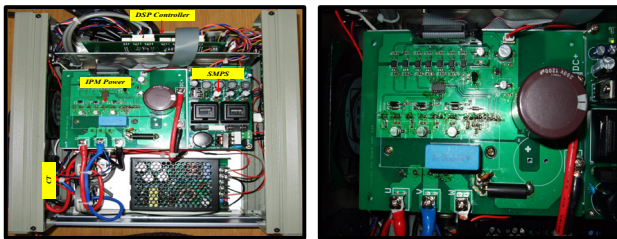
〈그림 1〉 왜란 관측기의 구성도

### 2.3 IPMSM의 센서리스 제어기 구성

그림 2는 전체 시스템의 IPMSM, 전동기의 회전자 위치 및 속도 추정기, 전류제어기, 속도제어기로 나누어진다. 본 연구에서는 PWM 방식으로 공간벡터 전압변조방식(Space Vector PWM)을 사용하였다. 그림 3에서 DSP 제어보드는 TMS320F2812를 사용하였으며, 전류 센서는 TM1A050를 사용하였고, IPM은 PS21869A를 사용하였으며, 대상전동기는 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)이고 사양은 표 1과 같다.



〈그림 2〉 전체 시스템 구성도

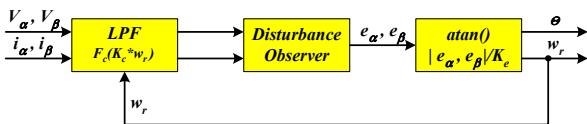


〈그림 3〉 전체 시스템의 사진

〈표 1〉 전동기 사양

정격 용량	2[kw]
상 저항( $R_s$ )	0.44 [ $\Omega$ ]
d축 인덕턴스( $L_{ds}$ )	32 [mH]
q축 인덕턴스( $L_{qs}$ )	16 [mH]
역기전력 상수( $K_e$ )	0.01 [V/(rad/s)]
극수	6 극
정격속도, 최고속도	3500, 7500 [rpm]

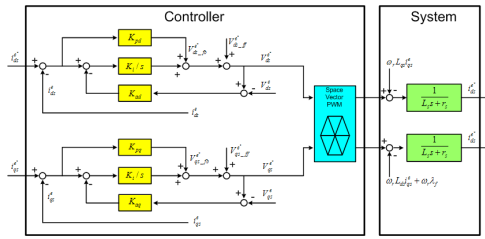
그림 4는 본 연구에서는 저차고조파 성분을 제거하기 위해 가변차단 주파수 개념을 사용하였으며, 이 가변 차단 주파수 개념을 사용함으로써 Low pass filter의 위상지연과 크기감소는 일정하게 할 수 있다. 즉 입력전류의 주파수에 관계없이 일정 위상각 지연과 일정 감소비를 구현함으로써 저차고조파 전류에 의한 영향을 간단히 제거함으로써 비정현 전류에 강인한 센서리스 알고리즘의 구현이 가능하였다.



〈그림 4〉 가변 차단주파수에 의한 강인한 센서리스 제어블록도

그림 5는 매입형 영구자석 전동기의 전류제어기를 표현한다. 속도제어기에서 발생한 d-q 축 전류지령치와 궤환된 전류로부터 PI제어를 하여 궤환전압 지령치를 생성하고, 전향보상항을 더하여 d-q축 출력전압 지령치를 얻는다. d-q 축 출력전압지령은 공간전압벡터 PWM(Space Vector PWM)에 의하여, 공간벡터 평면상의 육각형에 의하여 제한되어 출력전압이 전동기에 인가된다. 즉, 제어기출력전압지령이 공간벡터상의 육각형의 범위를 벗어나게 되면 과변조기법을 이용하여 육각형의 변상

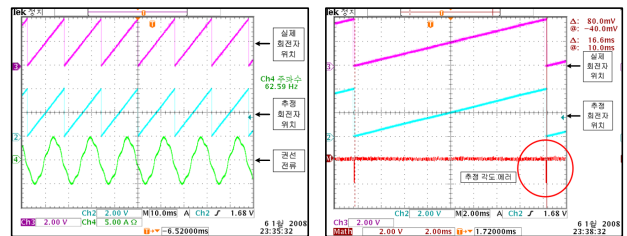
으로 제한된 출력전압을 출력하고 출력된 전압을 기준으로 하여 Anti-Windup 제어를 행한다.



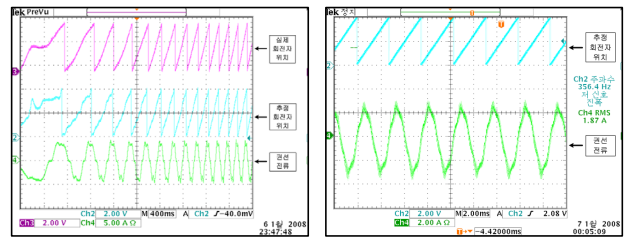
〈그림 5〉 전류제어기 블록도

### 2.3 실험 결과

그림 6은 제안된 알고리즘에 의해 센서리스 제어를 행하였을 경우 실제 회전자위치 및 추정회전자 위치로서 추정오차는 1[%] 이내로 회전자의 위치 추정이 양호하게 이루어짐을 알 수 있었다. 그림 7의 왼쪽은 기동부터 센서리스 모드로 전환가능한 최소 저속영역까지의 위치추정 및 전류파형 특성을 나타내며, 오른쪽은 고속영역 운전시 위치추정 및 전류파형을 보여주고 있다. 저속영역에서 고속영역까지 안정적인 센서리스제어가 이루어짐을 검증하였다.



〈그림 6〉 실제 각도와 추정각도의 오차



〈그림 7〉 기동 및 고속 운전시 위치 추정 특성 파형

## 3. 결 론

본 논문에서 전기자동차 에어컨용 IPM 전동기의 속도센서 없는 백터제어 알고리즘을 구현하였다.

초기에 전류벡터로 전동기를 회전시키면서 센서리스 자속 추정기를 안정화시켜, 회전자의 위치를 구한 다음, 약 10[Hz]부근에서 센서리스 벡터제어로 전환 시켰다. 전환시킨 이후에는 200[Hz]까지 가속시켜도 구동에 문제가 없었다. 일단 센서리스 벡터제어로 전환되면, 약 15[Hz]에서 200[Hz]까지 자유롭게 가속제어가 가능하였다. 또 기계공진주파수 부근에서는 약간의 기계적 진동과 소음이 발생하나, 나머지 구간에서는 기계적 진동과 소음이 거의 없었다.

### [참 고 문 헌]

- [1] A.Consoli, S.Musumeci, A.Raciti and A.Testa, "Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives", IEEE Trans, Industrial Electronics, vol.IE-41, pp. 91-95, 1994
- [2] C.French and P.Acarney, "Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique", IEEE Trans Industrial Applications, vol.IA-32, pp.1089-1097, 1996
- [3] S.Ostlund and M.Brokemper, "Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive", IEEE Trans, Industrial Applications, vol. 45-2, pp.274-282, 1998
- [4] T.Takeshita, Michikawa, J.Lee and N.Matsui, "Back EMF Estimation-based Sensorless Salient-pole Brushless DC Motor with Estimated Values Correction", Trans.IEE Japan D, vol. 117, pp. 1488-1494, 1997