

Vector Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor without Speed Sensor

崔 鐘 宇[†] · 李 承 訓^{*} · 金 興 根^{**}
(Jong-Woo Choi · Seung-Hun Lee · Heung-Geun Kim)

Abstract - Lately, many approaches of speed sensorless control method for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) has been developed. This paper proposes a novel sensorless algorithm for speed estimation of IPMSM. First of all, proposed sensorless method estimates flux of rotor using foundational voltage equation of IPMSM and then estimates position and speed of rotor using Phase Locked Loop(PLL). Proposed sensorless algorithm demonstrated through simulation using Matlab simulink and experiment.

Key Words - sensorless control, interior permanent magnet synchronous motor, flux estimator

1. 서 론

일반적으로 교류전동기의 토크 발생은 고정자 권선에서 발생한 자속과 회전자 권선 혹은 회전자 자속에 의하여 발생된 자속의 상호 작용에 의하여 토크가 발생한다. 타여자분권 직류기의 경우, 정류자와 브러시에 의하여 회전자자속과 고정자자속의 위치가 항상 90°로 일정하게 유지되어 연속적으로 일정한 토크가 발생되지만, 회전자자속기준 벡터제어가 이루어지는 유도전동기와 영구자석 전동기와 같은 교류전동기의 경우, 정확한 토크 발생을 위해서 회전자자속의 정확한 위치정보가 필수적이다. 회전자자속의 위치를 검출하기 위해서는 회전자의 위치 정보가 필요하며, 회전자에 레졸버나 엔코더 등의 위치센서를 장착하여야 한다. 그러나 이 센서는 가격을 상승시키고, 주위 환경에 취약하며, 시스템의 신뢰성을 떨어뜨리는 등 여러 가지 단점을 초래한다. 이러한 단점 때문에 현재 많은 분야에서 센서리스 제어가 연구되고 있다. 교류전동기의 센서리스 운전은 역기전력의 정보를 이용하여 회전자의 위치를 추정한다. 고속영역에서는 역기전력의 정보가 충분하기 때문에 센서리스 운전이 용이하나, 저속영역에서는 역기전력의 정보가 노이즈에 비해 충분히 크지 않기 때문에 대부분의 교류전동기 센서리스 제어는 저속 운전이 문제가 된다.

IPMSM 구동에서 센서리스 제어는 기본 주파수 여자방법과 돌극성을 이용한 신호 주입 방법이 있다. 기본 주파수 여자 방법에는 다시 기계방정식을 이용한 속도추정 알고리즘[1-3], 전류추정오차를 이용한 속도추정 알고리즘[4], 역기전력을 이용한 속도추정 알고리즘[5-8], 그리고 회전자자속을

이용한 속도추정 알고리즘[9,10]등이 있다. 본 논문에서는 IPMSM의 기본 전압 방정식을 이용하여 회전자의 자속을 추정하고, 위상고정루프(PLL)를 사용하여 회전자 위치와 속도를 추정하는 방법으로 센서리스 제어 알고리즘을 구성하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 알고리즘을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 IPMSM의 수학적 모델링

IPMSM의 3상 고정자 전압방정식을 고정자 2상 정지 좌표계의 전압방정식으로 좌표 변환하면 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right] + \phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_{ds} \cos^2 \theta_r + L_{qs} \sin^2 \theta_r & (L_{ds} - L_{qs}) \sin \theta_r \cos \theta_r \\ (L_{ds} - L_{qs}) \sin \theta_r \cos \theta_r & L_{ds} \sin^2 \theta_r + L_{qs} \cos^2 \theta_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

유도전동기와 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우, 자속추정은 일반적으로 2상 정지좌표계에서 행해진다. 그러나 매입형 영구자석 동기전동기는 식(1)과 같이 회전자위치의 함수와 관련되어 있고 상호 간섭항이 존재하므로, 과도 상태를 해석하기에 적합하지 않다. 그러므로 식(1)을 2상 동기좌표계 전압방정식으로 다음과 같이 좌표 변환을 하면 회전자의 위치와 관련된 항이 모두 상수값이 되는 식으로 간략화할 수 있다.

먼저, 식(1)을 역기전력이 포함된 수식으로 정리하면 다음과 같게 된다.

[†] 교신저자, 正會員 : 慶北大學 電子電氣컴퓨터學部 副教授

E-mail : jwchoi@ee.knu.ac.kr

^{*} 學生會員 : 慶北大學 電子電氣컴퓨터學部 碩士課程

^{**} 正會員 : 慶北大學 電子電氣컴퓨터學部 教授

接受日字 : 2006年 9月 8日

最終完了 : 2007年 5月 8日

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[L_{dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right] - \omega_r \phi_f \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

또는,

$$\mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \right) + \mathbf{e}_s^s \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{v}_s^s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s & v_{qs}^s \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{i}_s^s = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s \end{bmatrix}^T$

$$\mathbf{e}_s^s = \begin{bmatrix} e_{ds}^s \\ e_{qs}^s \end{bmatrix} = (-\omega_r \phi_f) \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix}.$$

식(3)으로 주어지는 정좌표계 전압방정식을 동기좌표계 전압방정식으로 변환하기 위하여 양변에 $\mathbf{R}(\theta_r)$ 를 곱하면 식(5)와 같다. 여기서,

$$\mathbf{R}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

이다.

$$\mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s + \mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \right) + \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{e}_s^s \quad (5)$$

좌변은 정의대로

$$\mathbf{v}_s^r = \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{v}_s^s \quad (6)$$

이 되고, 여기서 $\mathbf{v}_s^r = \begin{bmatrix} v_{ds}^r & v_{qs}^r \end{bmatrix}^T$ 이다. 우변의 첫번째 항은

$$\mathbf{i}_s^r = \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \quad (7)$$

이 되고, 여기서 $\mathbf{i}_s^r = \begin{bmatrix} i_{ds}^r & i_{qs}^r \end{bmatrix}^T$ 이다. 또, 역기전력은

$$\mathbf{e}_s^r = \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{e}_s^s \quad (8)$$

이 되는데, 좌표로 표시하면,

$$\mathbf{e}_s^r = \begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix} = (-\omega_r \phi_f) \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (9)$$

이 된다. 즉,

$$\mathbf{v}_s^r = R_s \mathbf{i}_s^r + \mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \right) + \mathbf{e}_s^r \quad (10)$$

여기서 우변제 두번째 항은 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \right) &= \mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{R}(\theta_r)^{-1} \mathbf{i}_s^r \right) \\ &+ \mathbf{R}(\theta_r) \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{R}(\theta_r)^{-1} \right) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^r \end{aligned} \quad (11)$$

위 식에서

$$\mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{R}(\theta_r)^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{R}(\theta_r) \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{R}(\theta_r)^{-1} \right) = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \quad (13)$$

이 되므로, 식(11)은

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(\theta_r) \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{dq}(\theta_r) \mathbf{i}_s^s \right) &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

이 된다. 마지막으로 식(10)을 정리하여 행렬의 형태로 표시하면

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (15)$$

이 된다.

여기서, ω_r : 동기 각속도,

v_{ds}^r, v_{qs}^r : 동기좌표계 d,q 축 고정자전압

i_{ds}^r, i_{qs}^r : 동기좌표계 d,q 축 고정자전류

L_{ds}, L_{qs} : 동기좌표계 d,q 축 인덕턴스

R_s : 고정자 저항

ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속

한편, IPM의 토크는

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \right) \quad (16)$$

로 주어진다. 첫번째 항은 회전자 d축에 일치된 자석의 자속과 q축에 일치된 고정자전류의 상호작용에 의하여 발생 한 자기토크(magnetic alignment torque)로서 자속과 q축 전류의 곱에 비례한다. 이는 SPM전동기의 토크 발생원리와 같

다. 두번째 항은 d축과 q축의 전류에 의한 자속성분 $L_{ds}i_{ds}^r$ 와 $L_{qs}i_{qs}^r$ 에 각각 수직인 전류성분 i_{ds}^r, i_{qs}^r 가 작용하여 발생하는 토크, 즉. d-q축의 돌극성에 의한 자기저항 토크 (reluctance torque) 성분이다.

1.2 전체 시스템 구성

그림 1은 전체 시스템 구성도를 나타낸다. 속도제어기는 속도지령 (ω_{rm}^*)과 센서리스제어기의 출력인 추정 기계각속도 ($\hat{\omega}_{rm}$)의 차이로부터 전류지령치 (i_{ds}^{r*}, i_{qs}^{r*})를 생성한다. 전류제어기는 속도제어기의 출력인 전류지령치 (i_{ds}^{r*}, i_{qs}^{r*})와 실제 전류 (i_{ds}^s, i_{qs}^s)를 센서리스제어기로 추정된 추정자속각 ($\hat{\theta}_r$)을 이용하여 좌표변환한 전류 (i_{ds}^r, i_{qs}^r)로부터 전압지령 (v_{ds}^s, v_{qs}^s)을 생성한다. 센서리스 제어기는 전류제어기의 출력전압 (v_{ds}^s, v_{qs}^s), 실제전류 (i_{ds}^s, i_{qs}^s)와 전동기 전압방정식을 이용하여 회전자 각 ($\hat{\theta}_r$)과 추정전기각속도 ($\hat{\omega}_r$)를 계산하여 전류제어기에 입력하고, 추정기계각속도 ($\hat{\omega}_{rm}$)를 계산하여 속도제어기에 입력한다.

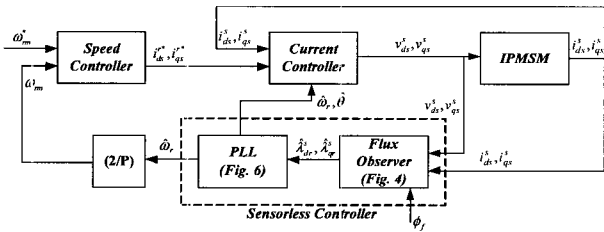


그림 1 전체 시스템 구성도
Fig. 1 Total system block diagram

1.3 센서리스 제어기

그림 2는 센서리스 제어기의 전체 시스템 구성도로 크게 자속추정기와 위상고정루프(PLL)의 두 부분으로 구성되어 있다. 동기좌표계 d-q축 전압 (v_{ds}^s, v_{qs}^s), 실제 동기좌표계 d-q축 전류 (i_{ds}^s, i_{qs}^s)와 전동기의 전압방정식을 이용하여 회전자의 추정자속각 ($\hat{\theta}_r$)와 추정 전기각속도 ($\hat{\omega}_r$)를 계산하여 전류제어기에 입력하고, 추정 기계각속도 ($\hat{\omega}_{rm}$)를 계산하여 속도제어기에 입력한다.

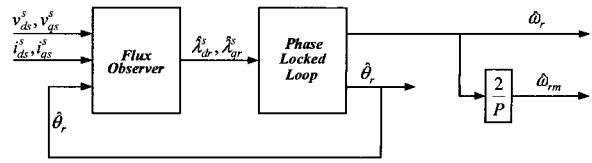


그림 2 센서리스 제어기
Fig. 2 Sensorless controller

1.3.1 제안한 IPM 전동기의 자속추정기

앞 절에서 언급했듯이 유도전동기와 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우, 자속추정은 일반적으로 정지좌표계에서 행해진다. 그러나, 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 정지좌표계의 전압방정식이 식(1)과 같이 자속각 θ_r 의 함수로 복잡하게 주어지기 때문에, 식(1)에 따라 정지좌표계상에서 자속추정기를 구성하기는 매우 어렵다. 동기좌표계에서 IPM전동기의 전압방정식(2)에서 동기좌표계에서의 회전자자속은 다음과 같고,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

동기좌표계에서의 고정자자속은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds}i_{ds}^r + \phi_f \\ L_{qs}i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds}i_{ds}^r + \lambda_{dr}^r \\ L_{qs}i_{qs}^r + \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} \tag{18}$$

식(2)를 고정자자속에 관한 식으로 표현하면 다음과 같이 된다

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^r + \frac{d}{dt}(L_{ds}i_{ds}^r + \phi_f) - \omega_r(L_{qs}i_{qs}^r) \\ R_s i_{qs}^r + \frac{d}{dt}(L_{qs}i_{qs}^r) + \omega_r(L_{ds}i_{ds}^r + \phi_f) \end{bmatrix} \tag{19}$$

$$= \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r \\ R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \lambda_{ds}^r \end{bmatrix}$$

정지좌표계에서 고정자자속은 다음과 같이 표현되므로,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} \tag{20}$$

식(19)를 정지좌표계로 변환하면, 식(21)과 같은 간단한 식으로 유도된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} \\ R_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} \end{bmatrix} \tag{21}$$

여기서, $\mathbf{T}(\theta_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ 이다.

따라서 위 식들을 역으로 사용하면 다음과 같이 정지좌표계 회전자자속을 구할 수 있다. 먼저 식(21)로부터, 정지좌표계 추정 고정자자속은 다음과 같이 전압에서 저항의 전압강하분을 뺀 다음 적분함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \\ \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \end{bmatrix} \quad (22)$$

또한, 동기좌표계 고정자 자속과 회전자자속은 다음과 같이 표현되고,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r) \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (23)$$

동기좌표계 회전자자속은 식(18)로부터 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r - L_{ds} i_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r - L_{qs} i_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (24)$$

여기서, $\mathbf{T}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ 이다. 따라서, 정지좌표계 회전자자속은 다음과 같이 최종적으로 구해진다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} \quad (25)$$

정지좌표계에서의 회전자자속이 구해지면, 회전자자속은 자속각과 다음과 같은 관계에 있으므로,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \cos \theta_r \\ \phi_f \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (26)$$

이로부터 자속각을 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (27)$$

이상의 과정을 그림으로 표시하면 그림 3와 같은 개루프(open loop) 자속추정기를 구현할 수 있다.

그림 3의 모든 값들은 벡터로 표현되어 있고, 센서리스로 추정된 자속각은 좌표변환 각으로 사용하며, \mathbf{L} 행렬은

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \text{을 의미한다. 그러나 그림 3과 같은 개루프 자속 추정기는 실용적으로 사용할 수 없다. 개루프 전압 모}$$

델 자속추정기는 d-q축 전압정보와 전류정보에 옵셋이 포함되어 있을 경우 추정 회전자자속은 발산하게 된다. 이를 방지하기 위해 실제적으로는 추정 회전자자속에 1차 고역통과 필터(HPF)를 사용하여 옵셋에 의한 발산을 방지하는 기법을 많이 적용한다. 그러나 HPF는 중/고속 영역에서는 실용적이나 저속영역에서는 문제점이 발생된다. 그림 4과 같이 페루프 자속추정기를 구성하면 이러한 단점을 보완할 수 있다.

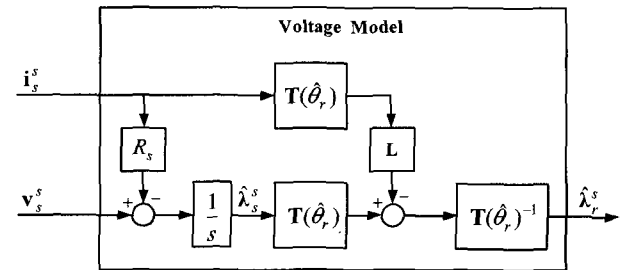


그림 3 IPM 전동기의 개루프 자속추정기
Fig. 3 Open loop flux observer of IPM motor

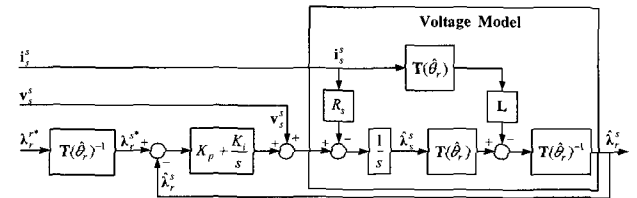


그림 4 IPM 전동기의 페루프 자속추정기
Fig. 4 Closed loop flux observer of IPM motor

그림 4에서 동기좌표계 회전자 지령자속(λ_{dr}^{r*})과 정지좌표계 회전자 지령자속(λ_{dr}^{s*})은 다음과 같다.

$$\lambda_{dr}^{r*} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{r*} \\ \lambda_{qr}^{r*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\lambda_{dr}^{s*} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{s*} \\ \lambda_{qr}^{s*} \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r^*)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{r*} \\ \lambda_{qr}^{r*} \end{bmatrix} \quad (29)$$

ϕ_f^* 는 전동기의 실제 회전자 쇠교자속을, θ_r^* 는 실제 자속각을 의미한다. 센서리스 제어에서는 실제 회전자속을 알 수 없으므로 센서리스 추정각($\hat{\theta}_r$)을 사용한다.

페루프 자속 추정기를 간략화 하면 그림 5와 같다. 여기서, $\hat{\lambda}_{r_vm}^s$ 는 전압모델로 구한 혹은 개루프 자속추정기로 구한 회전자자속의 추정치를 의미한다. 그리고 페루프 자속추정기를 간략화한 그림 5를 살펴 보면 일반제어기와 동일한 형태이다. 즉, 지령치가 회전자 지령자속(λ_{dr}^{r*})이고, 외란

이 전압모델로 구한 회전자자속의 추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)이며, 출력이 회전자 추정자속($\hat{\lambda}_r^s$) 형태이다. 그러므로 회전자주파수가 제어기 제어주파수대역내(bandwidth)에 있으면, 회전자 추정자속이 지령치인 회전자 지령자속(λ_r^{s*})을 추정하게 되고, 회전자주파수가 제어기 제어주파수 대역보다 크게 되면 회전자자속은 외란인 전압모델로 구한 회전자자속($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)을 추종하게 된다. 회전자 지령자속추정치($\hat{\lambda}_r^s$)를 회전자 지령자속(λ_r^{s*})과 전압모델 회전자자속추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)의 전달함수의 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_r^{s*} \quad (30)$$

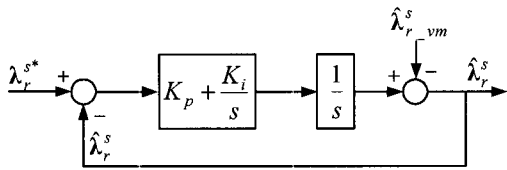


그림 5 페루프 자속추정기의 개념도
Fig. 5 Simplified conceptual diagram of flux observer

식(30)에서 회전자 추정자속은 전압모델로 구한 회전자자속의 추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)에 2차 HPF(High Pass Filter, 고역통과 필터)가 그리고, 회전자 지령자속(λ_r^{s*})에 BPF(Band Pass Filter, 대역통과 필터)와 LPF(Low Pass Filter, 저역통과 필터)가 적용된 형태이다. 즉, 저주파에서는 회전자 지령자속(λ_r^{s*})이 우세하고, 고주파에서는 전압모델로 구한 회전자자속의 추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)가 우세하다는 의미가 된다. 본 논문에서는 2차 Butterworth 필터의 개념으로 설계하였다. 이득 $K_p = \sqrt{2}\omega_c$, $K_i = \omega_c^2$ 로 설정하였으며, 여기서 ω_c 는 2차 Butterworth 필터의 차단각 주파수이다.

1.3.2 위상 고정 루프

회전자의 추정자속($\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$)이 계산되면, 회전자의 자속각을 식(27)에 의해 직접 구할 수 있다. 그러나 식(27)로 구한 회전자 추정자속각은 추정자속의 변화에 민감하게 동작하여 실제 제어기가 사용하기는 어렵다. PLL을 이용하여 속도 및 위치를 추정한다.

식(27)에 의해 연산된 추정자속각을 $\hat{\theta}_{r_flux}$ 라 하면 PLL 제어에 의하여 이 추정자속각($\hat{\theta}_{r_flux}$)을 추정하도록 추정속도($\hat{\omega}_r$)를 계산하고 추정속도를 적분하여 추정자속각($\hat{\theta}_r$)을

얻는다. 위상고정루프의 PLL제어기로는 P제어기, PI제어기 그리고 PID제어기를 고려할 수 있다. 본 논문에서는 그림 6과 같이 PI제어기로 PLL을 구현하였다.

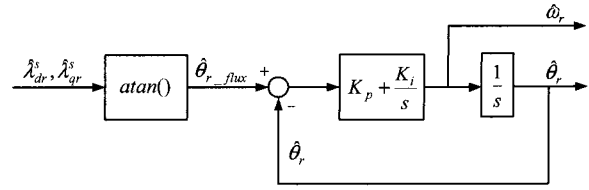


그림 6 PI제어기로 구현한 PLL
Fig. 6 PLL using PI controller

1.4 시뮬레이션 및 실험

표 1 매입형 영구자석 동기전동기의 사양
Table 1 Ratings and parameter of interior permanent magnet synchronous Motor

정격용량	2[kW]
고정자저항 (R_s)	0.6 [Ω]
고정자 d축 인덕턴스 (L_{ds})	5[mH]
고정자 q축 인덕턴스 (L_{qs})	7.5[mH]
역기전력상수 (ϕ_f)	0.165[Wb]
극수	8극
정격전류 (I_{s_rate})	7.7[A] (rms)
정격속도	2,000[rpm]
최대속도	3,000[rpm]
모터자체관성 (J_m)	0.00455[kgm ²]

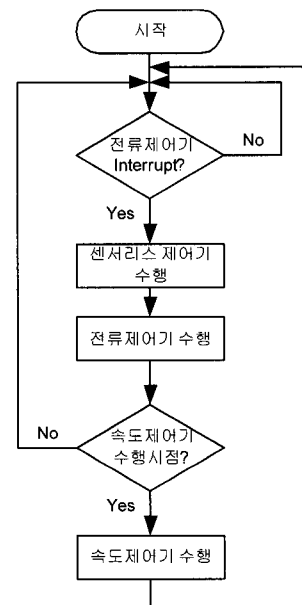


그림 7 전류제어기 및 속도제어기의 동작 플로우차트
Fig. 7 Operational flowchart of current controller and speed controller

제안한 자속추정기의 특성을 확인하기 위해 시뮬레이션과 실험을 시행하였다. 자속추정기와 센서리스 제어기 그리고 전류제어기의 샘플링시간은 100[μs]이고, 전류제어기와 속도 제어기의 주파수 대역은 각각 1,000[rad/s], 100[rad/s]로 설정하였으며, PLL제어기의 차단각주파수는 1,000[rad/s]로 설정하였다. 그리고 전류제어기의 출력은 최소거리 과변조기법을 이용하여 제한하였다.

표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 실제 매입형 영구자석 동기전동기의 제원이다. Mitsubishi사 2kW급 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 제안한 센서리스 기법의 성능을 확인하기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

그림 7은 전류제어기와 속도제어기의 동작플로우차트이다. DSP 내부 타이머인터럽트(Timer interrupt)에 의해 100s마다 인터럽트가 발생하고, 센서리스 제어기 및 전류제어기가 수행된다. 전류제어기가 수행된 후, 일정한 횟수마다 속도제어기가 수행될 수 있도록 속도제어기의 수행시점을 확인한 후, 수행시점이면 속도제어기를 수행하게 된다.

1.4.1 시뮬레이션

그림 8은 Matlab simulink를 이용하여 구현한 전체 시스템 블록도이다. 전류 제어기 내부에 자속추정기와 위상고정 루프(PLL)가 삽입해서 시뮬레이션을 수행하였다.

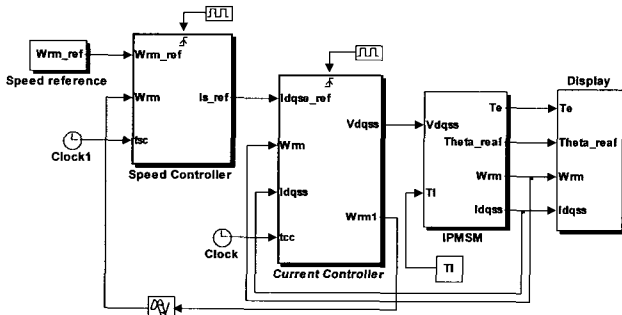


그림 8 매틀랩 시뮬링크를 이용한 전체 시스템 블록도
Fig. 8 Total system block diagram using Matlab simulink

그림 9는 무부하에서 각각의 속도지령에 따른 실제 속도와 추정속도의 정역 특성을 나타내는 시뮬레이션 파형이다.

그림 10은 기동후 1.5초에서 -50rpm에서 50rpm으로 속도를 변화 시킨후 2.5초에서 1초간 정격토크의 50%부하를 인가했을때 실제속도, 추정속도 그리고 토크 파형이다.

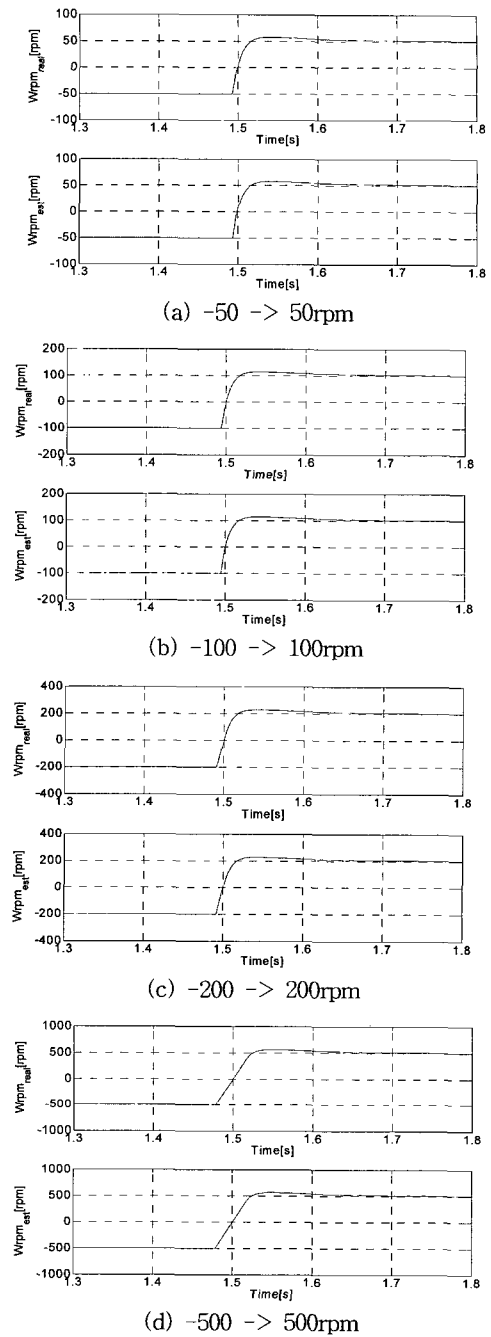


그림 9 속도지령에 대한 실제속도와 추정속도의 정역특성 (상단 : 실제속도, 하단 : 추정속도)

- (a) 지령이 -50[rpm]에서 +50[rpm]으로 변화 할 경우
- (b) 지령이 -100[rpm]에서 +100[rpm]으로 변화 할 경우
- (c) 지령이 -200[rpm]에서 +200[rpm]으로 변화 할 경우
- (d) 지령이 -500[rpm]에서 +500[rpm]으로 변화 할 경우

Fig. 9 Forward and reverse characteristics of real and estimation speed for speed command

- (Top : real speed, Bottom : estimation speed)
- (a) when command changes from -50[rpm] to 50[rpm]
- (b) when command changes from -100[rpm] to 100[rpm]
- (c) when command changes from -200[rpm] to 200[rpm]
- (d) when command changes from -500[rpm] to 500[rpm]

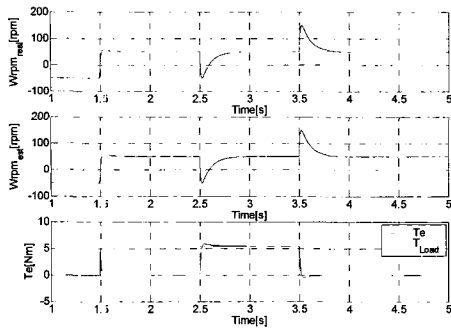


그림 10 50rpm에서 50%정격부하 인가시 응답특성 (상단에서부터 실제속도, 추정속도, 토크)
 Fig. 10 Torque and speed characteristics at 50rpm and 50% rated load
 (From top real speed, estimation speed, torque)

1.4.1 실험 결과

그림 11은 실제 실험장치 구성도이고, 그림 12는 실제 실험 장치를 나타낸다. TMS320VC33 DSP 제어보드와 3상 IPM(Intelligent Power Module)인버터로 구성되어 있다.

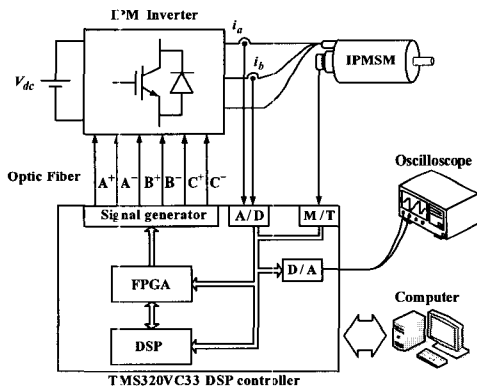


그림 11 실험장치 구성도
 Fig. 11 Experimental system setup

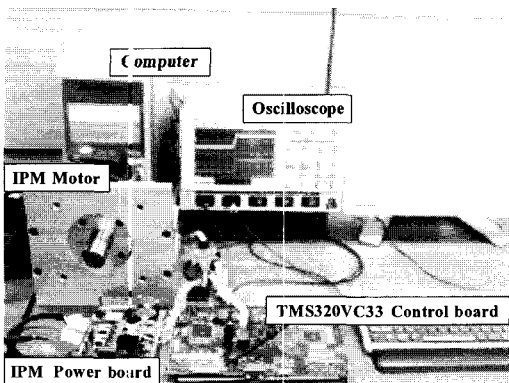
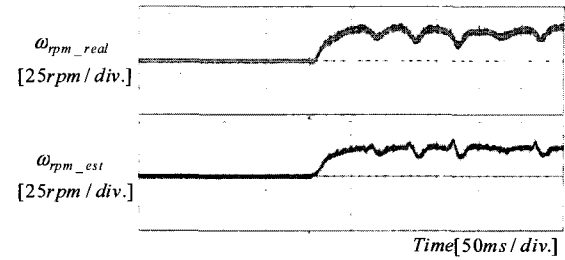
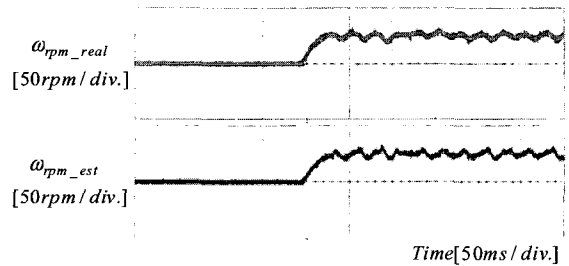


그림 12 실제실험 장치
 Fig. 12 Real experimental system

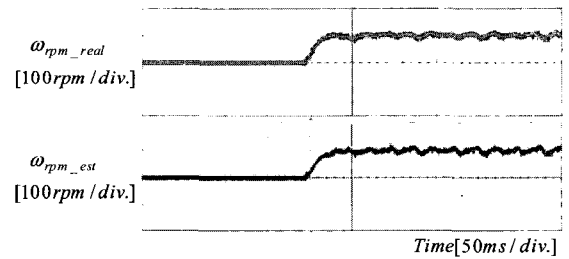
그림 13은 각각의 속도지령에 따른 초기기동 파형으로 상단은 각각 지령속도에 대한 실제속도 파형이며, 하단은 추정 속도 파형이다.



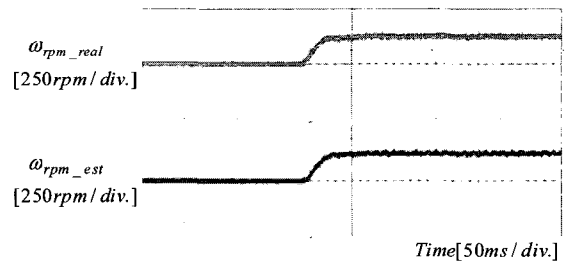
(a) 0 -> 50rpm



(b) 0 -> 100rpm



(c) 0 -> 200rpm



(d) 0 -> 500rpm

그림 13 초기기동파형 (상단:실제속도, 하단:추정속도)

- (a) 속도지령이 0[rpm]에서 +50[rpm]으로 변화 할 경우
- (b) 속도지령이 0[rpm]에서 +100[rpm]으로 변화 할 경우
- (c) 속도지령이 0[rpm]에서 +200[rpm]으로 변화 할 경우
- (d) 속도지령이 0[rpm]에서 +500[rpm]으로 변화 할 경우

Fig. 13 Initial starting waveform (Top : real speed, Bottom : estimation speed)

- (a) when command changes from standstill to 50[rpm]
- (b) when command changes from standstill to 100[rpm]
- (c) when command changes from standstill to 200[rpm]
- (d) when command changes from standstill to 500[rpm]

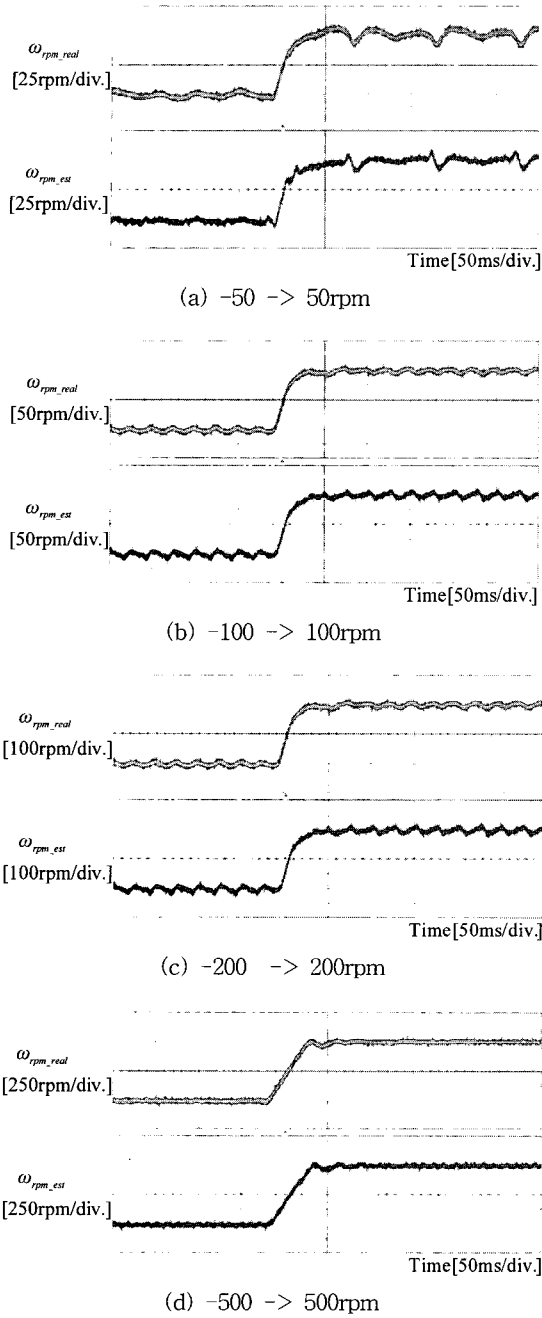


그림 14 속도지령에 대한 실제속도와 추정속도의 정역특성 (상단 : 실제속도, 하단 : 추정속도)
 (a) 지령이 -50[rpm]에서 +50[rpm]으로 변화 할 경우
 (b) 지령이 -100[rpm]에서 +100[rpm]으로 변화 할 경우
 (c) 지령이 -200[rpm]에서 +200[rpm]으로 변화 할 경우
 (d) 지령이 -500[rpm]에서 +500[rpm]으로 변화 할 경우
 Fig. 14 Forward and reverse characteristics of real and estimation speed for speed command
 (Top : real speed, Bottom : estimation speed)
 (a) when command changes from -50[rpm] to 50[rpm]
 (b) when command changes from -100[rpm] to 100[rpm]
 (c) when command changes from -200[rpm] to 200[rpm]
 (d) when command changes from -500[rpm] to 500[rpm]

그림 14는 시뮬레이션과 같은 조건에서 각각의 속도지령에 따른 실제속도와 추정속도의 정역 특성을 나타내는 실험 파형이다. 실제 실험 파형에서 볼 수 있듯이 50rpm이상의 속도에서 제안한 센서리스 기법의 속도추정이 안정됨을 확인할 수 있다.

그림 15는 100% 정격부하에서 속도를 100 → -100 → 100rpm으로 변경시킬 때의 실험파형이다. 정격부하에서 제안된 센서리스 제어기에 의하여 속도의 정역운전이 원활히 이루어짐을 확인할 수 있다.

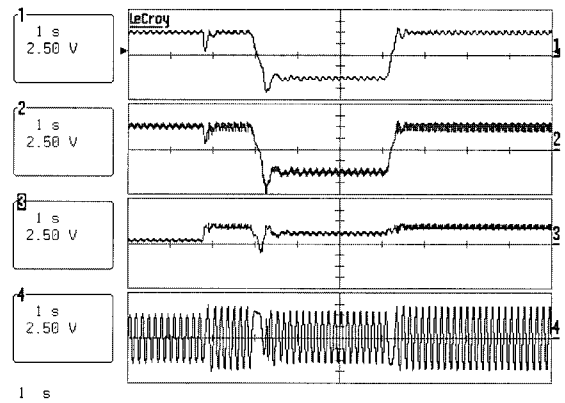


그림 15 100% 정격부하에서 속도정역 (100 → -100 → 100rpm), 1s/div.
 (실제속도 (0 → 200rpm), 추정속도 (0 → 200rpm), 고정자 전류의 크기(0 → 20A), 상전류(0 → 20A))
 Fig. 15 Speed characteristics under 100% rated load (100 → -100 → 100rpm), 1s/div.
 (real speed (0 → 200rpm), estimated speed (0 → 200rpm), magnitude of stator currents(0 → 20A), phase current(0 → 20A))

3. 결 론

본 논문에서는 속도 센서 없는 매입형 영구자석 동기 전동기의 새로운 벡터제어 알고리즘을 제안하고 센서리스 제어 시스템을 구성한 후 제어 성능을 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다. 제안된 알고리즘은 자속추정기와 위상고정루프(PLL)를 이용하여 회전자의 위치와 속도를 추정하였으며, 그 결과 전 속도 영역에서 만족할만한 제어 성능을 얻을 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(과제번호 : R-2005-7-067)주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] K. Tatematsu, D. Hamada, K. Uchida, S. Wakao and T. Onuki, "New Approaches with Sensorless Drives," IEEE Industry Applications Magazine, vol.6, no.4, July-Aug., 2000, pp.44 - 50
- [2] Lawrence A. Jones and Jeffrey H. Lang, "A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor," IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 36, No. 3, August 1988, pp. 374~382.
- [3] Raymond B Sepe and Jeffrey H. Lang, "Real-Time Observer-Based (Adaptive) Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors," IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 28, No. 6, Nov./Dec. 1992, pp. 1345~1352.
- [4] Nobuyuki Matsui and Takaharu Takeshita, "A Novel Starting Method of Sensorless Salient-Pole Brushless Motor," IEEE IAS 1994, vol.1, pp.386-392.
- [5] K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo and Y. Takakura, "Position and Speed Sensorless Control for PMSM Drive Using Direct Position Error Estimation," IEEE IECON 2001, 1680~1685.
- [6] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki and S. Okuma, "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force," IEEE IAS 2000, pp. 1814~1819.
- [7] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," IEEE Trans. on Ind. App., July/Aug. 2002, pp. 1054~1061.
- [8] Y. C. Son, B. H. Bae and S. K. Sul, "Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor Using Direct Voltage Sensing Circuit," IEEE IAS 2002, pp. 1674~1678.
- [9] T. Senjyu, T. Shimabukuro and K. Uezato, "Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors without Position and Speed Sensors," IEEE PESC 1995, pp. 753~765.
- [10] F. Parasiliti, R. Peterlla and M. Tursini, "Speed Sensorless Control of an Interior PM Synchronous Motor," IEEE IAS 2002, vol.1, pp.657-664
- [11] Ion Boldea and S.A. Nasar, "Electric Drives," CRC Press, pp. 309~314, 1999.

저 자 소 개



최종우 (崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 부교수

Tel : 053-950-5515

Fax : 053-940-8615

E-mail : jwchoi@ee.knu.ac.kr



이승훈 (李承訓)

1977년 3월 12일생. 2004년 영남대 물리학과 졸업. 2007년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 현대 엘리베이터 기술연구소 연구원

Tel : 010-9925-8580

E-mail : dasidaga@paran.com



김흥근 (金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수

Tel : 053-950-8605