

중첩의 원리를 이용한 센서리스 PMSM 속도제어 Sensorless Speed Control of PMSM with Superposition Principle

이동희¹, 박성준², 한성현³

1. 동명대학 인턴 연구원
2. 동명대학
3. 경남대학교 기계자동화공학부

Abstract

This application study presents a solution to control a Permanent Magnet Synchronous Motor without sensors. The use of this system yields enhanced operations, fewer system components, lower system cost, energy efficient control system design and increased efficiency. The control method presented is field oriented control (FOC). The sinusoidal voltage waveforms are generated by the power module using the space vector modulation technique. A practical solution is described and results are given in this application Study. The performance of a Sensorless architecture allows an intelligent approach to reduce the complete system costs of digital motion control applications using cheaper electrical motors without sensors. This paper deals with an overview of sensorless solutions in digital motor control applications whereby the focus will be the new Controller without sensors and its applications.

Keywords: Sensorless Control, PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)

1. 서론

최근 들어 브러시리스 PMSM(Permanent Magnet Synchronizing Motor)이 다각적인 연구활동으로 그 응용 분야를 넓혀가고 있다. 이것은 전기 기기의 고효율화, 고성능화, 다기능화의 요구에 부응하려고 연구를 계속한 결과이다. 그러나 대부분의 PMSM은 센서에 의해 구동회로를 작동시켜 코일에 통전하는 방식을 채용하고 있다. 이 방법은 센서가 모터내부에 내장되므로 열악한 조건에서 사용되는 경우에는 센서의 동작이 급격한 특성변화로 인해 신뢰성에 문제가 되는 경우가 있다. 이는 내충격성, 내식성, 고온, 고습 등이 요구되는 기기의 구조에서는 센서 타입의 PMSM 모터가 절대 불리하다. 또한, 신뢰성이 높고 내구성을 요구하며 진동과 소음이 있어서는 않되는 기기나, 고효율로 소비전력의 극소화를 요구하는 기기에서는 고효율화 설계기술로 제작된 PMSM 모터의 개발이 절대 필요하다. 현재 세계적인 추세인 에너지 차원에서 소비전력이 극소화된 고효율 모터의 개발이 절실하다. 종래의 구동원으로는 조작성 및 유지보수의 용이한 유도전동기가 사용되고 있다. 그러나 근래에 들어 비교적 저가의 고성능 영구자석 재료와 반도체 소자의 개발에 힘입어 그 동안 사용되어 온 유도전동기가 역

을, 효율 및 속도제어의 한계 때문에 영구자석형 동기전동기로 대체되고 있는 실정이다. 영구자석형 동기전동기는 회전자 권선이 없고, 여자전류가 필요 없기 때문에 유도전동기보다 높은 효율과 역률, 및 출력 밀도를 갖고 제어가 용이하며, 브러시와 정류자가 없기 때문에 직류전동기에 비해 구조가 간단하며 정기적인 보수, 점검이 필요 없고 설치와 운영에 소요되는 비용이 저렴하다는 장점을 가지고 있다. 이러한 연구들의 제약 조건을 극복하더라도 가전제품용 구동원으로의 적용에는 아직도 어려운 문제점이 있다. 즉 BLDC 전동기는 상여자를 회전자의 위치와 동기시켜 여자 하여야 함으로 회전자의 자극에 대한 위치 정보가 반드시 필요하다. 회전자 위치정보를 얻기 위한 보편적인 방법으로는 레졸버나 엔코더 같은 위치센서를 이용한다. 그러나 이들 센서는 가격이 비싸며, 신호처리, 외부환경과 스위칭에 의한 노이즈. 그리고 설치 공간과 같은 많은 문제점을 포함하고 있다. 따라서 본 연구에서는 중첩의 정리를 기초로 하여 전동기의 상태방정식을 구속시의 여자전압과 상전류의 상태방정식 및 단락시의 역기전력과 상전류의 상태방정식인 두 조건으로 분리하여 해석하였으며, 이러한 해석을 근거로하여 운전중의 전동기 역기전력성분에 의한 단락전류를 간단히 산출하여 역기전력 성분을 해석함으로써 위치각의 정보를 얻는 기법을 제안하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성이 입증하였다.

2. PMSM 수학적 모델 해석

PMSM의 수학적 모델은 계자를 형성하는 영구자석을 직류전류에 의해 여자되는 계자권선으로 등가화한 모델을 토대로 공간 벡터적인 해석이 가능하다[1-3].

그림 1은 영구자석 동기전동기의 등가모델을 표현하고 있다. 그림 1에서 회전자의 영구자석은 일정한 계자전류가 흐르는 권선으로 치환되어 있고, 고정자 권선은 전기적으로 120° 간격의 3상 Y결선 구조로

되어 있다. 각 고정자 권선은 등가저항 R_a 와 등가 인덕턴스 L_a 로 모델링 되어진다. 각 상권선은 전동기를 구동하기 위한 인버터의 스위치 출력단과 연결되어 있으며, 그림에서는 고정자의 상권선에 의한 자속 기준축을 각각 as , bs , cs 로 표시한다.

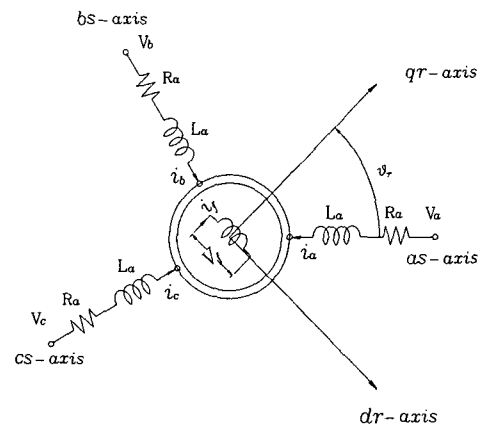


그림 1. 3상 PMSM의 등가모델

본 논문에서 PMSM의 수학적 모델 해석을 위한 전동기의 구조는 이상적으로 가정하였다. 즉, 적용된 PMSM은 3상 Y결선으로 고정자의 3상권선은 Y결선 대칭 분포이며 각 권선의 임피던스도 3상 대칭이다. 또한 공극의 간격이 일정하며, 공극의 쇄교 자속이 공간적으로 정현적인 모델로 가정하였다.

쇄교자속의 방향을 도시하기 위해서 직축(dr -axis)과 횡축(qr -axis)의 개념을 사용하였다. 그림 1에서 직축방향은 회전자인 영구자석의 자속방향이고, 횡축은 직축과 전기적으로 90°의 상차를 가지는 방향을 표시하며, 본 논문에서는 직축을 기준으로 반시계 방향으로 90°의 상차를 가지는 방향을 횡축으로 가정한다.

PMSM의 전압방정식은 상전류가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 순시 전압 방정식은 다음과 같다.

전동기의 영구자석 회전자를 그림 2.1과 일정한 전류가 흐르는 권선으로 고려한 등가 모델로 표현

할 때, PMSM의 순시 전압방정식은 다음과 같은 행렬 형태로 표현될 수 있다.[4]

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, $\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}$: 고정자 각 상의 쇠교하는 자속

v_{as}, v_{bs}, v_{cs} : 고정자 각 상의 단자 전압

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : 고정자 각 상의 전류

R_a : 고정자 권선 등가저항

원통형 영구자석 동기전동기에서 들극성은 무시되므로, 각 상의 자기 인덕턴스는 모두 동일하며, 세 상의 전류의 합은 항상 0으로 완전 대칭 구조라고 가정하면 각 상의 쇠교자속은 각 상권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스 그리고 영구자석에 의한 쇠교자속의 합으로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Psi_{as} &= L_a i_{as} + L_a i_{bs} \cos \frac{2}{3} \pi + L_a i_{cs} \cos \frac{4}{3} \pi + \Psi_M \cos \theta_r \\ &= \frac{3}{2} L_a i_{as} + \Psi_M \cos \theta_r \\ \Psi_{bs} &= L_a i_{as} \cos \frac{4}{3} \pi + L_a i_{bs} + L_a i_{cs} \cos \frac{2}{3} \pi + \Psi_M \cos (\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \\ &= \frac{3}{2} L_a i_{bs} + \Psi_M \cos (\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \\ \Psi_{cs} &= L_a i_{as} \cos \frac{2}{3} \pi + L_a i_{bs} \cos \frac{4}{3} \pi + L_a i_{cs} + \Psi_M \cos (\theta_r - \frac{4}{3} \pi) \\ &= \frac{3}{2} L_a i_{cs} + \Psi_M \cos (\theta_r + \frac{2}{3} \pi) \end{aligned} \quad (2)$$

단, $\theta_r = \int \omega_r \cdot dt + \theta_{r0}$: 회전자의 전기적 위치각

θ_{r0} : 회전자 초기 위치각

L_a : 고정자 권선의 자기 인덕턴스

$\Psi_M = MI_f$: 역기전력 상수

M : 회전자 가상권선과 고정자 권선의 상호 인덕턴스

식(2)에서 유도된 각 상의 쇠교자속을 식(1)에 대입하여, 고정자에 대한 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_a i_{as} + \frac{d \Psi_{as}}{dt} \\ &= R_a i_{as} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{as}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin \theta_r \\ v_{bs} &= R_a i_{bs} + \frac{d \Psi_{bs}}{dt} \\ &= R_a i_{bs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{bs}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin (\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \\ v_{cs} &= R_a i_{cs} + \frac{d \Psi_{cs}}{dt} \\ &= R_a i_{cs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{cs}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin (\theta_r - \frac{4}{3} \pi) \end{aligned} \quad (3)$$

단, v_{as}, v_{bs}, v_{cs} : 고정자 각상의 인가 전압

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: 회전자 전기적 각속도

식(3)의 우변 세 번째 항은 계자 자속에 의한 각 상권선의 역기전력의 함수로 표현 된다.

영구자석 동기전동기의 전압방정식은 상전류가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 식(3)의 실측 순시 전압방정식은 다음과 같이 간략한 형태로 유도된다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_a i_{as} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \\ v_{bs} &= R_a i_{bs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \\ v_{cs} &= R_a i_{cs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \end{aligned} \quad (4)$$

2상 좌표변환에 의한 PMSM의 순시전압 방정식은 다음과 같이 간략하게 표현된다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_s i_{as} + L_s \frac{d}{dt} i_{as} + e_{as} \\ v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} + e_{\beta s} \end{aligned} \quad (5)$$

단, $R_s = R_a$, $L_s = \frac{3}{2} L_a$

영구자석 동기전동기의 토오크 방정식은 순시 입력전력에서 출력전력을 구하고, 다시 전력과 토오크의 관계식으로부터 유도된다. 유도된 토오크 방정식은 고정자 기준 좌표축에서 다음과 같다.

$$T = P \Psi_M (-i_{as} \sin \theta_r + i_{\beta s} \cos \theta_r) \quad (6)$$

단, P : 극 쌍수

또한 PMSM의 운동방정식은 다음과 같이 모델링 된다.

$$T = J \frac{d}{dt} \omega_m + \omega_m D + T_L \quad (7)$$

단, T : 발생 토오크, T_L : 부하토오크

J : 관성계수, D : 마찰계수

3. 센서리스 추정 알고리즘

본 논문에서 제안하는 센서리스 추정 방식은 PMSM의 역기전력 정보로부터 회전자의 속도 및 위치를 추정하는 방식이다. PMSM의 수학적 모델로부터 전동기의 역기전력은 다음과 같이 속도 정보를 포함한 항으로 표현된다.

$$\begin{aligned} e_{as} &= \frac{d}{dt} \Psi_{as} = -\omega_e \Psi_M \sin(\theta_e) \\ e_{\beta s} &= \frac{d}{dt} \Psi_{\beta s} = -\omega_e \Psi_M \sin(\theta_e - \frac{2}{3} \pi) \\ e_{cs} &= \frac{d}{dt} \Psi_{cs} = -\omega_e \Psi_M \sin(\theta_e + \frac{2}{3} \pi) \end{aligned} \quad (8)$$

이러한 속도 정보 및 위치 정보를 포함하고 있는 역기전력 항으로 표현되는 PMSM의 상태 방정식은 다음과 같이 해석된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{as} \\ \dot{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (9)$$

그림 2는 $as - \beta s$ 축으로 표현된 등가 회로를 나타내고 있다.

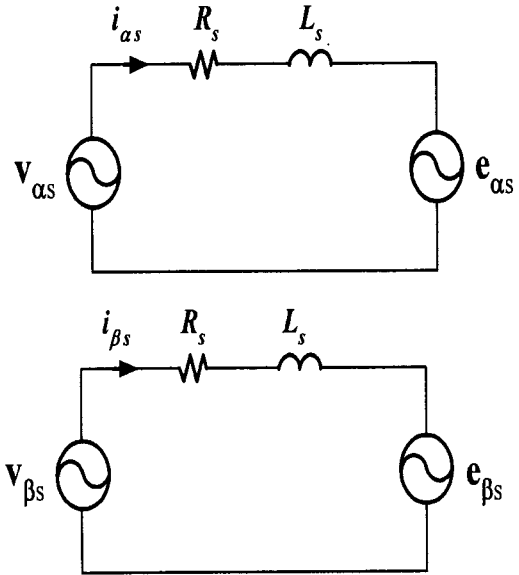


그림 2. $as - \beta s$ 축으로 표현된 PMSM 등가 회로

그림 2와 식(9)에서 PMSM의 전류는 전동기의 단자 전압과 역기전력에 의한 중첩의 원리로 해석될 수 있다. 즉, PMSM의 전류는 아래의 단자 전압과 역기전력에 의한 방정식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{as} \\ \dot{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{as} \\ \dot{i}_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (11)$$

이산 시스템에서 중첩의 원리에 의한 순시 전류는 다음과 같이 해석된다.

$$i(t) = \frac{e}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + i(0)e^{-\frac{R}{L}t} \quad (12)$$

$$i(n) = \frac{e(n)}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}\Delta T}) + i(n-1)e^{-\frac{R}{L}\Delta T} \quad (13)$$

$$K_T = e^{-\frac{R}{L}\Delta T} \quad (14)$$

$$e(n) = \frac{R}{(1 - K_T)}[i(k) - K_T i(n-1)] \quad (15)$$

따라서 회전자의 추정위치 θ_e 는 구해진 역기전력 정보에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{e_{as}}{e_{\beta s}} \quad (16)$$

$$\theta_e(k+1) = 3[\theta_e(k) - \theta_e(k-1)] + \theta_e(k-2) + \theta_e \quad (17)$$

식 (16)에서 2차 곡선 적용은 이전시간에서 추정된 위치의 식에서 현재 시간 k 에서 초기 추정 위치 $\theta_e(k+1)$ 가 유도되어 진다. 그림 3에서 Z^{-1} 은 지연요소를 의미한다.

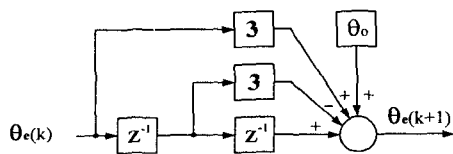


그림 3. 추정위치의 데이터 평준화를 위한 블록선도

또한 회전자의 추정속도는 역기전력 정보로부터 직접 추정되어 질 수 있다.

$$\omega_e = \frac{1}{K_E} \sqrt{e_{as}^2 + e_{\beta s}^2} \quad (18)$$

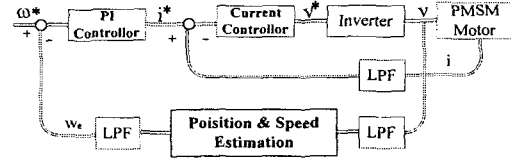


그림 4. 회전자 위치 및 속도 추정 블록도

그림 4는 본 논문에서 제안하는 PMSM의 센서리스 속도제어를 위한 전체 블록도를 설명하고 있다.

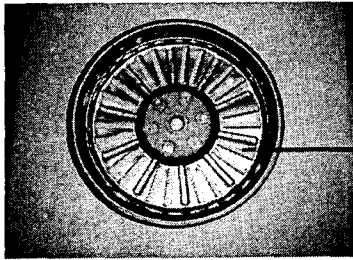
4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안된 PMSM의 센서리스 속도 제어 알고리즘의 검증을 위해 48 극의 1400 rpm, 1.2 kw PMSM을 적용하였다. 제안된 센서리스 알고리즘은 TMS3200C241 프로세서를 사용하여 회전자 속도 및 위치를 추정하였다. 표 1은 본 논문에서 적용한 PMSM의 파라미터이며, 실측을 통하여 측정된 결과를 나타낸다.

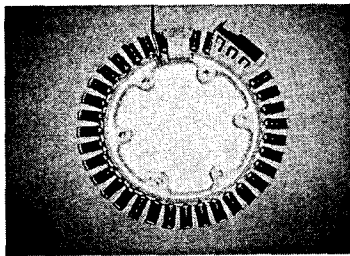
표 2 측정되어진 모터의 파라미터

Winding resistance	3.981[Ω]
Winding inductance	17.8[mH]
Max. value of the flux linkage	0.0888 [Wb.t]
Number of poles	48 poles
Rated current	6.0[A]
Rated Speed	1400[rpm]

실험을 위한 전류 제어 주기는 500[μs]이다. 그림 5는 본 논문에서 적용한 PMSM의 회전자 및 고정자부이다.



(a) 회전자 구조



(b) 고정자 구조

그림 5. 적용된 전동기 회전자 및 고정자

저속 영역에서 전동기의 역기전력 정보는 매우 약하므로, 초기 기동시에 강제로 기동한 후 회전자의 위치를 지속적으로 추정하도록 설계하였다. 그림 6과 7은 시뮬레이션에 의한 추정 속도와 실제 속도 및 상전류 파형을 나타내고 있다. 그림에서 초기 기동후에 회전자 추정위치는 실제 회전자 위치를 매우 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

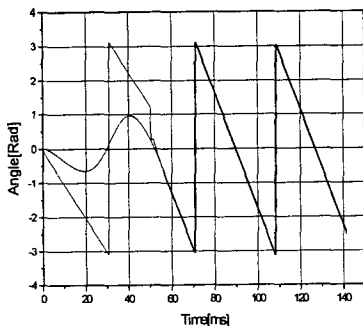


그림 6. 기동시의 추정 위치 및 실제위치

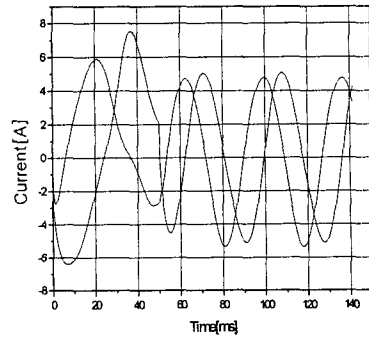


그림 7. 기동시의 i_{as} , i_{bs} 전류 파형

그림 8과 그림 9는 본 논문에서 제안된 센서리스 추정 알고리즘을 적용한 전동기의 속도응답 및 회전자 위치 및 상전류 파형을 나타내고 있다. 지령 속도는 300rpm으로 회전자의 실제속도는 초기 기동후에 매우 안정적으로 지령속도를 추종하고 있음을 보이고 있다.

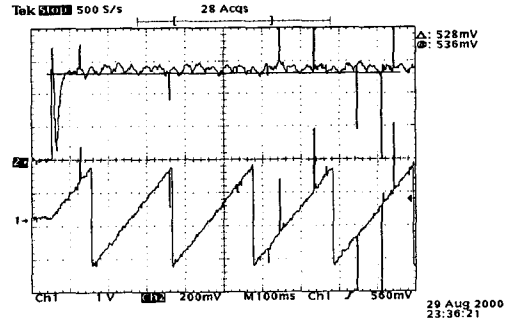


그림 8. 센서리스 속도응답 및 추정위치

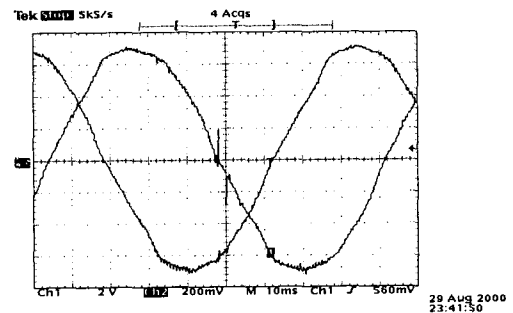


그림 9. 센서리스 속도제어에 의한 상전류 파형

5. 결론

본 연구에서는 가전제품의 구동원으로 사용되어지는 PMSM 전동기를 이용한 새로운 센서리스 추정알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서 제안하는 센서리스 추정알고리즘은 중첩의 원리를 적용한 전류의 해를 역으로 추정함으로써 역기전력을 추종하고 이로부터 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 방식이다. 본 논문에서 제안한 센서리스 알고리즘은 세탁기용 PMSM의 실제 적용을 통하여 물과 빨래를 최악의 조건에서 우수한 속도 추정 능력을 볼 수 있었다. 아울러 모터의 특성이나 제조 메이커가 바뀌더라도 모터의 파라미터만 알 수 있으면 쉽게 바뀐 시스템에 적용할 수 있는 장점이 있다.

참고문헌

- [1] 金常鎭, 金起儁, 전동기 제어시스템의 설계, 성안당, 1995.
- [2] “전동기 구동시스템 설계 및 실습,” 기초전력공학공동연구소, 서울대학교 전력전자연구소, 1995.
- [3] 목형수, “유도전동기 벡터제어” 98전력전자학술대회 튜토리얼교재 II-2, 1998.
- [4] 李承院, 任達鎬, 電氣機器, 晉成文化社, 1980.
- [5] Mohammed S Arefeen, “Implementation of a Current Controlled Switched Reluctance Motor Drive Using TMS320F240,” Texas Instruments, SPRA282, September 1998
- [6] Erwan Simon, “Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240,” Texas Instruments, Application Report SPRA588, 1999