

산업용 고속 PMSM의 센서리스 구동 기술

이기창 · 정연호 · 홍도관 · 김지원 · 김종무 · 구대현 <한국전기연구원 전동력연구센터>

1 서 론

1.1 고속 전동기 기술의 필요성

터보 압축기, 컴프레서 등의 고속 회전을 요구하는 기존의 산업용 구동 시스템은 대형 구동 전동기와 복잡한 증속 기어시스템이 장착되어 소음이 크고, 시스템 효율이 낮으며, 증속 기어시스템을 위한 윤활유가 필요하여 환경오염 가능성이 있을 뿐만 아니라 유지 보수 비용도 높은 단점이 있다. 만약 임펠러의 고속 회전에 필요한 동력을 증속 기어 없이 제공한다면 이러한 단점을 보완할 뿐만 아니라 고효율, 소형·경량, 저소음, 고 신뢰성 등을 얻을 수 있는 장점이 있다. 따라서, 최근에는 고속 전동기가 증속기어 없이 임펠러를 직접 구동하는 고속 구동시스템이 개발되어 기존의 동력원에 도입되고 있는 추세이다.

이러한 고속 전동기는 터보기기(터보 공기압축기/송풍기), 터보펌프(원심펌프, 진공펌프, 가스펌프), 연료전지용 공기공급장치, 공작기계용 고속 스핀들 시스템, 터보 차저 등의 산업분야와 마이크로 터빈용 고속 발전 시스템, 플라이휠 에너지저장장치, 항공기용 고속 발전장치 등 에너지 분야 등에 널리 사용될 것으로 여겨진다.

또한 높은 에너지 밀도의 영구자석이 개발되고 가격이 하락함에 따라 고효율 특성을 갖는 초고속 영구

자석 전동기의 개발이 가속화되고 있으며, 전동기의 단위 무게당 출력은 산업용의 일반전동기 0.5 (kW/kg)보다 10배 증가된 5(kW/kg)까지 도달하고 있다. 따라서 영구자석전동기를 채용한 고속전동기의 수요는 향후 계속 증대될 것으로 기대되며, 영구자석 전동기 및 그 드라이버의 고속화 개발이 절실히 요구되고 있다.

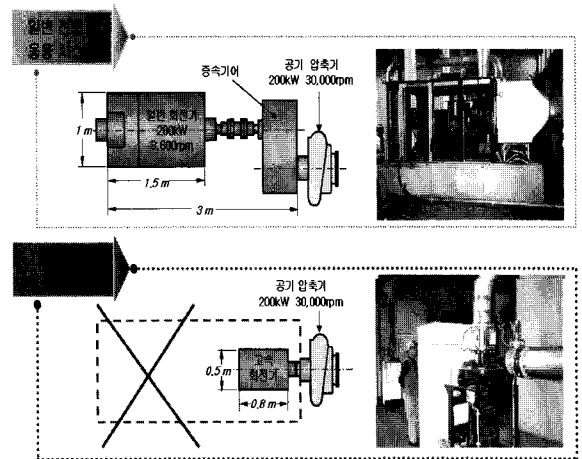


그림 1. 200(kW)급 공기압축기 비교

그림 1에 200(kW)급 산업용 공기 압축기를 고속 전동기로 구동시켰을 때 필요한 공간을 비교하였다. 고속 전동기가 채용된 고속 구동 시스템은 증속기 등의 부가적인 장치를 갖는 기존 시스템에 요구되는 공

간에 비해 약 50(%)까지 줄일 수 있고, 시스템의 효율 또한 약 10(%) 이상 높으며, 유지·보수 측면에서 우수한 특성을 나타낸다.

고속 회전기 기술은 기술 집약형 벤처기술로서 향후 모든 산업분야에 적용가능하고, 성능평가기술은 국제적 규격 및 규정의 강화로 점점 높아만 가는 세계 무역의 장벽을 극복할 수 있는 기술로서 우리나라가 세계시장 점유율을 제고하기 위해서는 필수적으로 확보하여야 할 기술로 분류된다. 또한 이 분야는 장래의 신 산업분야의 국제 경쟁력을 결정짓는 핵심기술의 하나로서 선진업체들이 기술이전을 회피하고, 세계무역기구(WTO) 체제 출범 이후 세계적인 다국적 기업들이 후발국에의 기술제공 또는 협력관계 구축을 기피하는 대신 직접 진출하고자 하는 추세로서 특정 사양의 제품이 아닌 핵심 설계기술을 제공 받기는 더욱 어려운 상황이다.

1.2 고속전동기의 정의 및 기술 개요

고속 전동기와 전력변환장치로 구성된 고속 전동기 시스템은 고속회전을 이용하여 일반 산업용 전동기 대비 소형·경량, 고회력, 고효율 성능을 얻을 수 있는 전동력 구동장치이다. 일반 산업용 전동기의 최고 속도는 2극기의 경우 최대 3,600(rpm)이며, 이러한 일반 산업용 전동기의 최고속도를 초과할 때 고속 전동기로 분류할 수 있으며, 학계에서는 $N^{3.3} = 6.2 \times 10^6 / P1$ 을 초과하는 전동기를 초고속 회전기로 분류한다.

고속 전동기 기술은 고속으로 직접 구동되는 전동기, 그리고 이를 응용하는 시스템 개발에 요구되는 기반 기술로서, 고속 전동기의 설계 및 특성분석 기술, 고속 구동용 전력변환기술, 측정센서 운용기술, 특성

시험 및 평가기술 등이 포함된다. 지식경제부 “차세대 산업용 Green 전동기 시스템 플랫폼 기술개발” 과제로 한국전기연구원이 주관으로 개발하고 있는 고속 전동기 플랫폼 기술은 고속화 설계 기술, 고속전동기 제어기술, 효율 최대화 설계기술, 시험평가 기술의 4가지로 크게 분류할 수 있으며, 세부기술로는 전자계 해석기술, 구조·진동 해석기술, 열해석 및 냉각 설계 기술, 저손실 제어기술, 고속용 베어링 설계기술, 고강도 재료응용, 회전자 일체형 영구자석 착자기술, 전동기 제작·조립 기술 등을 포함 한다.

현재까지의 연구 개발 방식은 수요자인 업체가 요구하는 기술에 대한 항목만을 개발한 뒤 업체가 가진 기술과 결합하여 제품을 개발하는 프로세스를 거치므로, 필요 기술에 대한 선제적 대응이 어려우며 개발에 필요한 공용 기술에 대한 프로세스화가 되어 있지 않고 매번 불필요한 프로세스를 반복하게 되므로, 상용화 기술 개발의 기간이 늘어나게 되어 시장 요구 기술을 제 때에 공급하는데 어려움이 있었다. 이에 반해 고속화 전동기 플랫폼 기술은 고속화를 위한 기술을 분류하고, 세부 기술을 개발한 뒤 설계에서 제작에 이르기까지의 일괄 프로세스를 개발하여 각 모듈의 표준화 기술개발로 수요자 요구 시 개발된 플랫폼 기술을 직접 활용하거나 혹은 공동 상용화 연구개발을 수행하여 목표 제품을 단시간, 저비용으로 개발하는 것이 가능하다.



그림 2. 산업용 고속 전동기 플랫폼 개발기술 개요

1) N은 속도(x1000(rpm)), P는 출력(kW); 일본 전기학회 기술보고 제749호, ISSN 0919-9195, “超高速ドライブ技術”, 1999.

당 연구개발 단계에서는 고속전동기 설계 및 평가 플랫폼의 기술개발을 목표로 고속전동기 및 인버터 설계, 특성시험 분야 각각의 핵심 요소기술을 정립, 모듈화 하고, 실증연구 모델을 기반으로 고속 전동기 설계 및 평가 플랫폼을 구축하는 것을 목표로 한다 [1].

본 글에서는 산업용 고속 전동기에 널리 사용되고 있는 표면 부착형 영구자석 전동기(SPMSM)의 센서리스 구동 방법 및 제어기 설계 이론을 소개하고, 그 구현 결과를 제시하고자 한다.

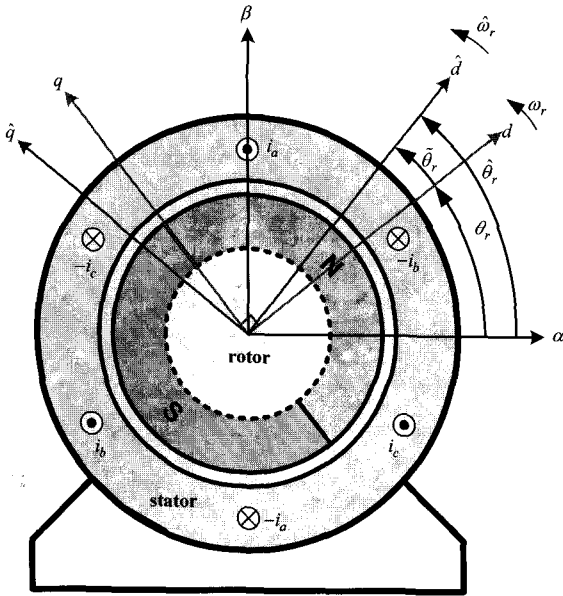


그림 3. 표면부착형 영구자석 전동기(SPMSM)의 구조

으로써 발생할 수 있는데, 이러한 전동기를 권선형 동기전동기라 한다. 그리고 계자 권선 대신 영구자석을 사용하여 회전자 자속을 발생시키는 전동기를 영구자석 동기전동기라 한다. 그림 3에 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 구조를 간단히 도시하였다. 영구자석 동기전동기는 계자 권선과 계자 전류 제어를 위한 전력 변환 장치가 필요하지 않기 때문에 전동기의 제작비용과 부피 측면에서 권선형 동기전동기보다 유리하다. 이 때문에 영구자석 동기전동기는 폭 넓은 산업 분야에서 널리 사용되고 있다.

이러한 동기전동기의 순시 토크 제어를 위한 방법으로는 벡터 제어(Vector Control)가 일반적이다. 벡터 제어 또는 자속 기준 제어(Field Oriented Control)라고 불리는 기법은 회전자 자속과 직각으로 고정자 전류의 크기를 제어하여 순시적으로 출력 토크를 제어할 수 있다. 이를 위해서는 회전자 자속의 정확한 위치 정보가 필요하다. 회전자 자속의 위치를 자속축(d-축)이라고 정의하고, 자속축에 90(°) 앞선 축을 토크축(q-축)이라고 정의하고, 회전자 자속과 동일하게 회전하는 기준축을 동기좌표계로 정의한다. 동기좌표계에서 본 영구자석 동기전동기의 전기적인 모델은 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

2. 고속 SPMSM의 센서리스 구동방법

2.1 영구자석 동기전동기의 등가 모델

동기전동기는 전기자(Stator) 권선에서 만드는 회전 자계와 회전자(Rotor)가 동기 되어 회전하는 전동기를 의미한다. 이 때 회전자에서 발생하는 자속은 회전자에 감겨져 있는 계자 권선에 직류 전류가 흐름

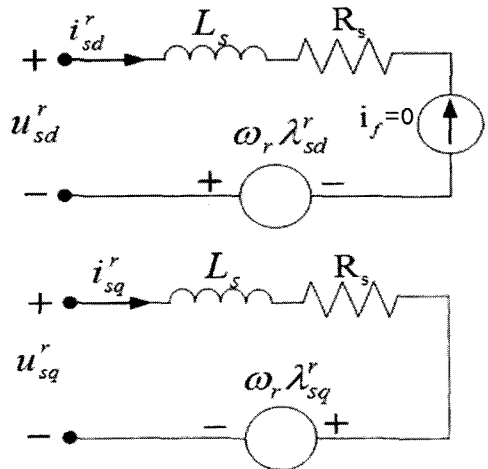


그림 4. 동기좌표계에서의 동기전동기 등가회로

이러한 등가 모델은 전압 방정식으로 나타내어진다. 영구자석 동기전동기는 영구자석의 인입 형태에 따라 표면부착형 영구자석 동기전동기와 매입형 영구자석 동기전동기로 구분된다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 회전자의 자속축과 토크축의 영구자석 인입 구조의 차이로 인해 인덕턴스가 공간적으로 다르지만, 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우 그림 3에서처럼 영구자석이 회전자 표면에 고르게 분포되어 있으므로, 공극에 따른 인덕턴스의 공간 분포가 일정하다. 표면부착형 동기전동기의 전압방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + L_s \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_s i_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + L_s \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_{PM} \end{aligned} \quad (1)$$

영구자석 동기전동기의 토크는 위의 식에서부터 다음과 같이 유도된다. 영구자석에 의한 자속(λ_{PM})이 일정하다고 가정하고, 인덕턴스(L_s)가 변하지 않는다면, 영구자석 전동기에서 발생하는 토크는 토크축 전류(i_{qs}^r)를 제어함으로써 순시 제어가 가능하다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{PM} i_{qs}^r \quad (2)$$

2.2 영구자석 동기전동기 전류제어기

영구자석 동기전동기의 전류를 제어하기 위한 전류 기법에서는 히스테리시스 제어, 예측 제어, 데드 비트 제어 등 여러 가지 방법이 사용되어 왔다. 이러한 제어 기법 중에서 비례-적분 제어를 이용한 제어기는 비교적 우수한 제어 특성과 직관적인 제어기 이득 설정, 제어 대상 부하의 제정 변동에 대한 강인성 등으로 인해 널리 사용되고 있는 기법이다.

영구자석 동기전동기를 정좌표계에서 해석하여

전류제어기를 구성하는 것은 상당히 까다로운 일이지만, 좌표변환 이론을 통해 동기 좌표계에서 모델링하여 제어기를 설계하게 되면 간단한 R-L 회로로 치환될 수 있다. 위 전압 방정식은 동기좌표계에서의 전압 방정식이며 이 식에서 전압과 전류가 R-L 회로의 관계에 있고, 부가적으로 전동기 회전에 의해 발생하는 역기전력 성분이 존재한다고 생각할 수 있다. 역기전력 성분을 아래 식과 같이 나타내고 실시간으로 전향 보상 한다면, 전동기 모델은 간단한 R-L 회로로 치환된다[2].

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_s \frac{di_{ds}^r}{dt} + v_{dsff}^r \quad (3)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_s \frac{di_{qs}^r}{dt} + v_{qsff}^r$$

where

$$v_{dsff}^r = -\omega_r L_s i_{qs}^r$$

$$v_{qsff}^r = \omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_{PM}$$

제어기를 포함한 전체시스템의 특성을 차단주파수를 ω_{cc} 로 하는 1차 저역 통과 필터로 설계하기 위해서 비례 제어기의 이득을 $L_s \omega_{cc}$, 적분 제어기 이득을 $R_s \omega_{cc}$ 으로 설정한다. 전체 제어 구조는 다음 그림과 같다.

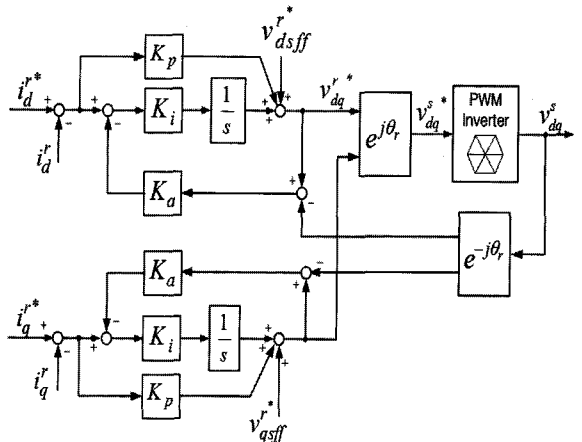


그림 5. 비례-적분 제어를 이용한 전류 제어 구조

2.3 SPMSM의 센서리스 각 추정

회전자 위치 오차가 역기전력에 미치는 영향으로부터 회전자 오차와 관련된 정보를 얻을 수 있다. 역기전력 기반의 센서리스 방법은 이와 같이 회전자 위치 오차에 의해 발생하는 전압 오차를 기반으로 회전자 오차 정보를 추출해낸다[3-8].

역기전력 기반의 센서리스 기법에서 중요한 것은 전압 정보를 사용하여 회전자 위치를 추정해야 하기 때문에, 역기전력 전압이 상전압에 유기될 수 있도록 전동기가 회전해야 한다는 것이다. 따라서 정지 상태에서는 위의 방법을 사용하여 회전자 위치를 추정할 수 없다. 뿐만 아니라 전력변환 장치를 통해 전동기로 합성되는 전압의 정보를 비교적 정확히 알아야 정확한 회전자 위치 추정이 가능하다. 실제로 전력 변환 장치에서 합성되는 출력 전압은 측정하기 어렵기 때문에 전류 제어기의 출력을 전력변환장치에서 합성되는 전압으로 가정하여 사용하게 된다. 하지만 실제 전동기 구동 시스템에 사용되는 전력 변환 장치는 데드 타임(Dead-time) 등의 비이상적인 특성으로 인해 전압 지령과 실제 전압의 오차 비율은 커지기 때문에, 저속 운전 조건에서 전압 지령을 합성 전압으로 사용하기는 어렵다. 따라서 역기전력 전압을 기반으로 하는 센서리스 운전은 영구자석 동기전동기의 전압 정보가 충분히 큰 중·고속 운전 영역에서만 사용 가능하며, 정지 상태나 저속 운전 조건에서는 사용하기 어렵다. 팬이나 펌프 등의 유체 부하에 적용되는 전동기 구동 시스템에서는 정지 상태나 저속 운전 구간이 짧기 때문에, 기동 시에는 개루프 제어를 통해 가속시키고, 일정 속도 이상에 도달하면 역기전력 기반의 센서리스 기법으로 절체하는 방식을 택한다.

회전자 위치를 역기전력을 기반으로 추정할 수 있는 기본 원리를 설명하기 위해서, 회전자 위치를 잘못 알고 있는 상태에서 전압과 전류의 관계는 어떻게 변하는지 유도해 보자.

그림 3의 표면부착형 영구자석 전동기의 구조에는, 고정자 기준 좌표계($\alpha-\beta$)와 실제 회전자 위치에 따른 회전자 기준 좌표계($d-q$), 그리고 추정 회전자 기준 좌표계($\hat{d}-\hat{q}$)를 동시에 나타내었다.

실제 회전자 위치(θ_r)와 추정하고 있는 회전자 위치($\hat{\theta}_r$)는 다음과 같은 각 오차를 가진다.

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (4)$$

회전자 기준 좌표계에서의 전압방정식인 수식 (1)은 변형하여, 수식 (5)와 같이 표현할 수 있다. 회전자 기준 좌표계와 추정된 회전자 기준 좌표계와의 관계는 수식 (6)과 같이 $\tilde{\theta}_r$ 만큼 회전 변환 관계에 있다. 수식 (6)을 수식 (5)에 대입하여 정리하면, 추정 회전자 좌표계에서의 전압방정식은 수식 (7)과 같이 된다. 즉 표면부착형 영구자석 전동기의 회전자 좌표계의 추정 오차에는 실제 회전자 속도(ω_r)를 포함하고 있음을 알 수 있다.

$$\mathbf{V}_{dqsr}^r = R_s \begin{bmatrix} i_{dsr}^r \\ i_{qsr}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsr}^r \\ i_{qsr}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_s \\ L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsr}^r \\ i_{qsr}^r \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{PM} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{V}_{dqsr}^{\hat{r}} = \mathbf{T}_{\tilde{\theta}_r}^{-1} \mathbf{V}_{dqsr}^r \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}} \\ v_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_s \\ L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{PM} \begin{bmatrix} -\sin\tilde{\theta}_r \\ \cos\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

제어 전류가 정상 상태로 수렴한 경우를 가정한다면, 전동기의 전압 방정식 수식 (7)은 수식 (8)처럼 간략화 될 수 있다.

이 경우 2.2절에서 설계했던 전류제어기와는 다

특집 : 고속 및 고효율 회전기 기술

르게 저항에 의한 전압 강하 성분도 포함하는 전압으로 전향 보상 전압을 정하면, 제어기가 알고 있는 추정된 회전자 좌표계에서의 전향 보상 전압은 식 (9)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{v}_{ds}^r &= R_s \hat{i}_{ds}^r - \omega_r \hat{L}_s \hat{i}_{ds}^r - \omega_r \lambda_{PM} \sin \hat{\theta}_r \\ \hat{v}_{qs}^r &= R_s \hat{i}_{qs}^r + \omega_r \hat{L}_s \hat{i}_{qs}^r + \omega_r \lambda_{PM} \cos \hat{\theta}_r \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_{dsff}^r &= R_s \hat{i}_{ds}^r - \omega_r \hat{L}_s \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{v}_{qsff}^r &= R_s \hat{i}_{qs}^r + \omega_r \hat{L}_s \hat{i}_{qs}^r + \omega_r \lambda_{PM} \end{aligned} \quad (9)$$

비례-적분 제어기로 구성되는 전류제어기의 출력은 식 (8)이라 할 수 있다. 회전자의 위치가 정확하게 추정되고 있다면, 식 (8)과 식 (9)는 서로 같아야 한다. 따라서 자속축 전압의 차이는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{v}_{ds}^r - \hat{v}_{dsff}^r &= -\omega_r (L_s - \hat{L}_s) \hat{i}_{qs}^r - \omega_r \lambda_{PM} \sin \hat{\theta}_r \\ &\approx -\omega_r \lambda_{PM} \sin \hat{\theta}_r \quad (L_s = \hat{L}_s) \end{aligned} \quad (10)$$

전류제어기에서 전향 보상을 식 (9)와 같이 한다면, 비례-적분 제어기의 자속축 출력 전압(\hat{v}_{dsfb}^r)은 자속축 전압의 차이($\hat{v}_{ds}^r - \hat{v}_{dsff}^r$)와 같아야 한다. 이 전압을 다음과 같이 추정 회전자 속도와 영구자석의 쇄교 자속으로 나누어주면 회전자 오차 성분을 바로 얻을 수 있게 된다.

$$\frac{\hat{v}_{dsfb}^r}{-\omega_r \lambda_{PM}} \approx \sin \hat{\theta}_r = \hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{err} \quad (11)$$

여기서 $\hat{\omega}_r$ 은 추정된 전기적 각속도이고 λ_{PM} 는 역기전력 상수이다. 식 (11)로부터 알 수 있듯이 저속에서는 추정 속도가 매우 낮기 때문에 추정 회전자 오차 $\hat{\theta}_r$ 가 매우 커져서 회전자 위치 추정 PI 제어기의 입력이 매우 커지게 되므로 이러한 속도 추정 방식은 속도가 어느 정도 이상인 영역에서만 사용 가능하다.

그림 6에 자속축 전류제어기 출력을 이용한 센서리스 제어 시스템 블록도를 나타내었다.

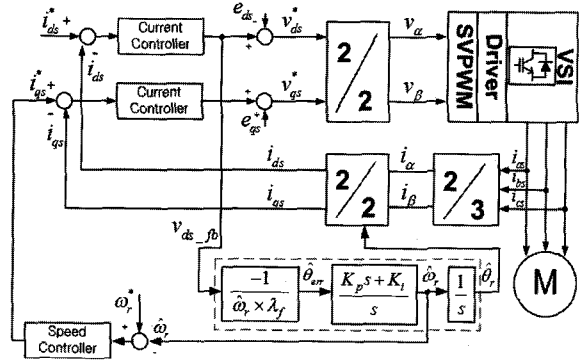
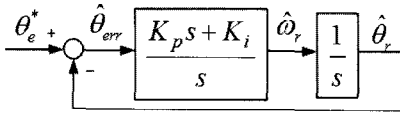


그림 6. 자속축 전류제어기 출력을 이용한 센서리스 제어 시스템 블록도

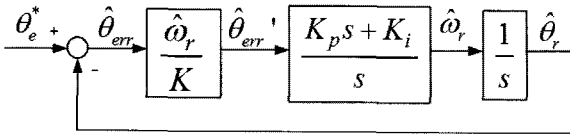
저속영역에서의 기동 실패의 문제점을 해결하기 위하여 초기 기동 시 속도 정보 대신 식 (12)와 같은 특정 상수로 제어함으로써 회전자의 위치 오차를 제한하여 저속에서의 특성을 향상시킬 수 있다[4-5].

$$\hat{\theta}'_{err} = \frac{\hat{\omega}_r}{-sgn(\hat{\omega}_r)k} \hat{\theta}_{err} = \frac{v_{dsfb}}{-K \cdot \lambda_f} \quad (12)$$

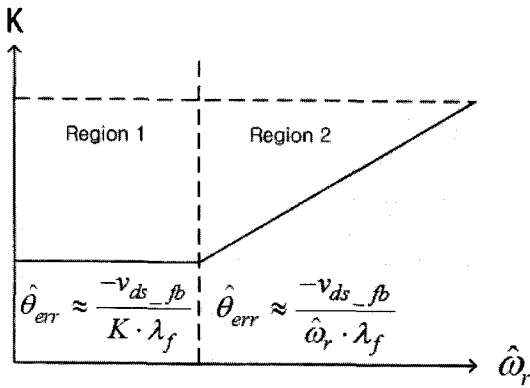
K 는 절환 제어 계수이며 $sgn(\cdot)$ 는 부호 함수로서 추정 각속도 $\hat{\omega}_r$ 과 같은 극성을 가진다. 회전자의 위치 오차를 회전자 각속도 검출을 위한 PI 제어기의 입력으로 하고, PI 제어기의 출력을 추정 회전자 각속도로 두면 PI 제어기는 $\hat{\theta}_{err}$ 를 없애주기 위해 회전자 속도를 조절하게 된다. 식 (11)의 정의를 이용하여 고속 영역에서의 추정 블록도를 도시하면 그림 7 (a)와 같고, 식 (12)의 정의를 이용하여 정지 및 저속 영역에서의 추정 블록도를 도시하면 그림 7 (b)와 같다. 속도에 따른 절환 계수 K 의 변화는 다음 그림 7 (c)와 같다. 즉 고속 영역에서 절환 계수 K 는 $\hat{\omega}_r$ 과 같아진다.



(a) 고속 영역에서의 센서리스 제어 블록도



(b) 정지 및 저속영역에서의 센서리스 제어 블록도



(c) 속도에 따른 절환 계수 K의 변화

그림 7. 센서리스 제어 절환 방법

2.4 센서리스 제어 시뮬레이션

2.3절에 제시된 센서리스 알고리즘은 Matlab/Simulink 소프트웨어 툴을 사용하여 시뮬레이션 되었으며, 사용된 전동기의 정격 및 상수는 표 1과 같다.

제어기 모델의 전류제어기 샘플링 주파수는 10 (kHz)로 설계하였고, 전류제어기가 4번 수행될 때 속도제어기가 한번 수행되도록 설계하였다. 절환 계수 K는 1,500(rpm)에 맞추었다. 그림 8은 무 부하에서 속도지령을 5,000(rpm)에서 48,000(rpm)까지 변화시켰을 때의 센서리스 속도 제어 시뮬레이션 결과를 도시한 파형이다.

표 1. 모터 정격 및 상수

파라미터	값	단위
정격출력	84	(kW)
정격속도	36,000	(rpm)
정격전류	228.8	(Arms)
극수	2	
상당 인덕턴스	63,454	(uH)
상당 저항	4,385	(mOhm)
쇄교자속	47.5764	(mV/rad/sec)
회전자관성	1.1856	(g.m ²)

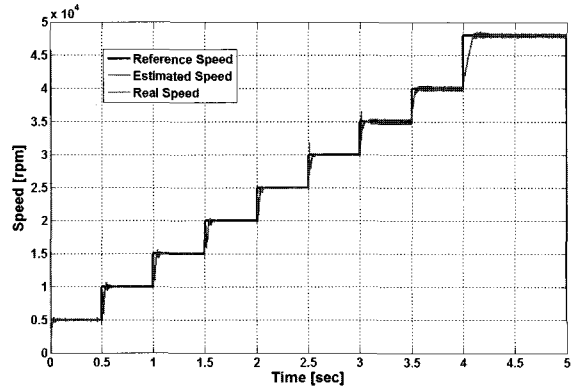


그림 8. 센서리스 속도제어 시뮬레이션 결과 파형

3. 실험 결과

3.1 DSP 제어기 및 인버터 스택의 제작

제작된 84(kW), 36,000(rpm)급 표면부착형 영구자석 전동기에 대해서, 회전자 위치를 추정하는 PI 제어기를 이용한 센서리스 제어알고리즘의 DSP 구현 실험을 실시하였다. 시뮬레이션과 동일하게 하기 위해, IGBT 스위치의 구동 주파수 및 전류제어 루틴의 샘플 주파수는 10(kHz)로 구현하였고, 속도제어기의 샘플 주파수는 2.5(kHz)로 구현하였다. 그림 9에 공랭식으로 설계된 대용량 고속 PMSM 구동 인버터의 스택 및 제어기를 보인다.

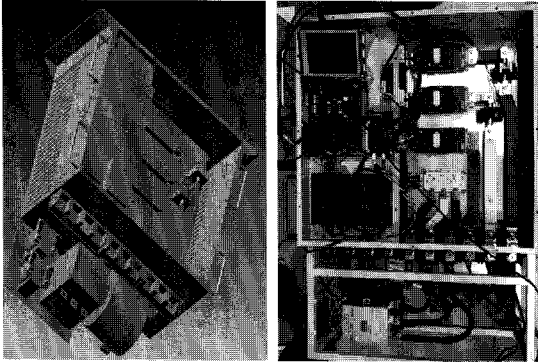


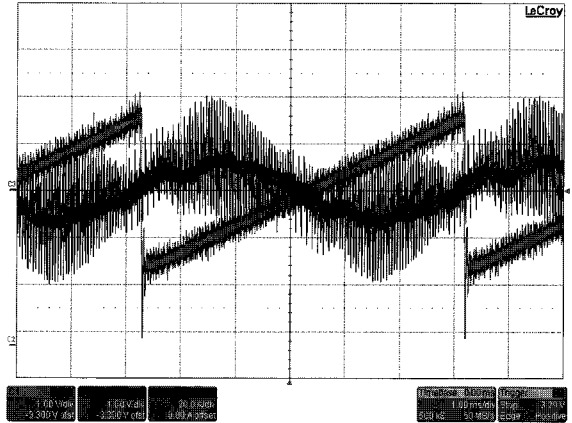
그림 9. 고속 PMSM용 제어기 및 인버터 스택

3.2 센서리스 알고리즘의 DSP 구현 결과

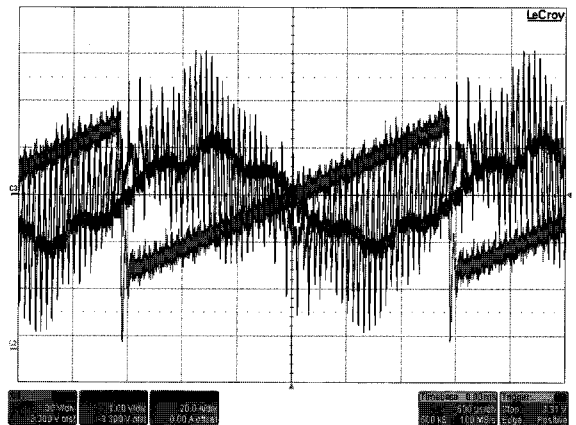
2장에 제시된 센서리스 제어 알고리즘은 DSP 제어기에 구현되어 정격속도 까지 무부하 회전시험을 실시하였다. 이 절에서는 그 결과를 제시한다.

그림 10에는 각각 10,000(rpm), 20,000(rpm), 35,000(rpm)으로 회전하고 있을 때의 추정된 회전 각도 및 A상 전류를 나타내었다. 그림 10에서 채널 1은 올바르게 추정되고 회전자의 위치를 보여주며, 채널 2는 A상 제어 전류 명령값을 DA 컨버터로 출력해 본 값이며, 채널 3은 전류 프로브를 통해 실제로 측정된 A상 전류 값을 나타낸다. 채널 2가 채널 3에 비해 약 100us Delay가 있는 것처럼 보이는 것은 DA 컨버터 출력에 필요한 시간 Delay 때문이다. 적용 고속 전동기는 65(uH)의 낮은 상 인덕턴스를 가지므로, 모터에 흐르는 전류에는 많은 리플이 존재하는 것을 확인할 수 있다.

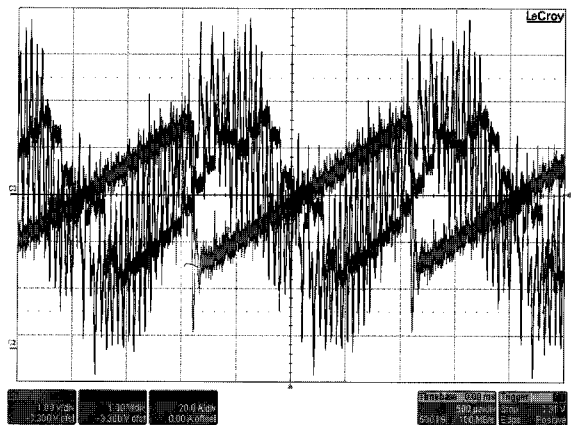
그림 11에는 무 부하 25,000(rpm), 36,000(rpm) 일 때의 모터에 인가되는 정지좌표계의 제어 전압과 측정 된 출력 전류를 나타내었다. 채널 1과 채널 2에는 각각 정지좌표계에서 본 제어 입력 전압 v_α 및 v_β 를 나타내었고, 채널 3과 채널 4는 각각 정지좌표계에서 본 제어 전류 i_α 와 i_β 의 파형을 나타내었다. 전동기는 회전하는 코일로 생각할 수 있으므로, 제어 입력 전압이 제어되는 전류에 대해서 90(°) 앞섬을 알



(a) 10,000(rpm) 회전



(b) 20,000(rpm) 회전



(c) 35,000(rpm) 회전

그림 10. PMSM의 센서리스 무부하 회전시험 결과

표 2. ISO 10816-3

지지 분류	영역 경계	진동속도(mm/s _{rms})			
		그룹1	그룹2	그룹3	그룹4
강 지지	A/B	2.3	1.4	2.3	1.4
	B/C	4.5	2.8	4.5	2.8
	C/D	7.1	4.5	7.1	4.5
유연 지지	A/B	3.5	2.3	3.5	2.3
	B/C	7.1	4.5	7.1	4.5
	C/D	11.0	7.1	11.0	7.1

진동측정범위는 0-1,000(Hz) 범위로 측정

다이나모는 부하용 및 시험용 전동기 각 1대, 인버터 2대, 토크미터, PWM 컨버터로 구성된다. PWM 컨버터는 Diode 정류기 및 Dynamic Brake로 대체할 수 있다. 시험용 전동기는 속도 제어 모드로 동작하고, 부하용 전동기는 토크 제어 모드로 동작한다. 구동 인버터는 Back-to-Back 구성으로 DC-link를 공유하게 하였다. 이러한 구성은 개별 장치에 비해 소비 전력을 60~70(%)까지 회수할 수 있어 에너지 및 설비 용량을 절감할 수 있는 장점이 있다.

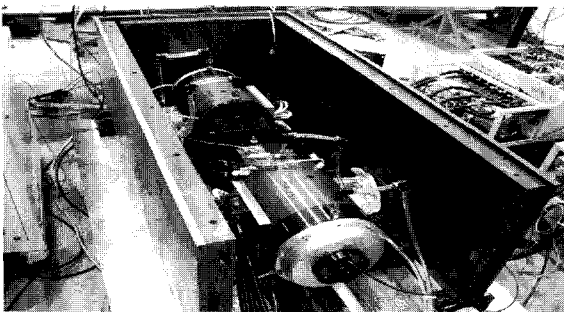


그림 14. 고속 PMSM용 다이나모 베드 구성

그림 14에 다이나모 시스템을 구성하는 전동기 다이나모 베드 구성을 나타내었다. 고속에서 시험을 수행하므로 시험자로부터 위험을 방지하기 위해 전동기 주변에는 보호대가 설치되어 있다. 또한 본 장치에는 전기적인 양(전압, 전류, 전력), 진동, 온도 등을 측정하는 측정기로 구성되며, 특히 진동을 모니터링하는 장비를 필수적이다.

다이나모 시스템용 전동기를 설치하고 시험용 전동기를 고속(0~48,000(rpm))으로 구동시키면서, 시스템의 진동특성을 측정하였다.

표 2의 회전기계의 허용진동을 평가하는 규격인 ISO 10816-3을 기준으로 다이나모 시스템의 동적 안정성을 평가하였다. 84kW 용량은 그룹 2에 속하며 바닥지지 강지기로 되어 있을 때 부하용 및 시험용 전동기의 베어링 케이싱 부수평 및 수직 방향 허용진동 속도는 2.8(mm/s)_{rms}이다.

표 2의 진동측정범위는 일반적으로 저속에서 사용되는 회전기계에 대한 평가이기 때문에 1,000(Hz)로 주파수 범위를 한정되었지만, 고속기의 경우 48,000(rpm)의 1X 주파수가 800(Hz)로 기본과 밖에 진동평가가 되지 않는다. 하모닉 성분들까지 포함해서 허용진동평가를 하려면 측정주파수 범위를 적어도 2, 3조화파는 포함할 수 있도록 3,000(Hz)까지 측정할 필요가 있다고 판단된다[8]. 측정결과 부하모터는 허용진동 속도 2.8(mm/s_{rms})안에 들지만 테스트 모터는 6(mm/s_{rms})가 조금 넘는 것으로 평가되었다. 이러한 진동이 커지는 현상은 주파수 분석결과 부하모터와 테스트 모터를 연결하는 토크센서 및 커플링 축계 시스템의 밸런싱의 영향과 측정결의 문제로 평가되었다. 그리고 또 하나 검토해야할 사항으로 다이나모시스템의 베드의 고유진동수가 테스트모터와 부하모터의 운전속도와 공진회피가 되도록 검토해야 한다.

5. 결 론

본 글에서는 산업용 고속 전동기의 필요성 및 플랫폼 기술 개발 내용을 소개하고, 표면부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM)의 센서리스 고속 구동 방법을 소개하였다. 그 구체적인 방법으로 영구자석 동기전동기의 모델링, 센서리스 구동 방법 및 고속 운전에 적합한 자속 축 자속 추정 PI-제어기의 이론 및 구현 방법과, DSP 구현 시험 결과를 제시하였다.

References

- (1) 차세대 산업용 Green 전동기 시스템 플랫폼 기술 개발 1단계 2차년도 보고서, 2011년 4월, 한국전기연구원.
- (2) 설승기, 전기기기제어론 개정판, 홍릉과학출판사, 2009년.
- (3) “전동기 구동 및 신재생 발전 기술별 계통 연계의 이해 및 실습”, 기초전력연구원 하계교육강좌자료, 2011.
- (4) 석줄기, 이동준, 황준현, “고속 압축기 구동 PMSM을 위한 센서리스 운전”, 대한전기학회논문지 제51B권 제 12호, pp. 659-728, 2002년. 12월.
- (5) 이종건, 석줄기, 이동준, 김형근, “회전자 위치 추정 PI 제어기를 이용한 비돌극형 PMSM 센서리스 제어”, 대한전기학회 논문지 제53B권 제 11호, pp. 641-696, 2004년. 11월.
- (6) K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, “Sensorless Control of AC Motor Drives”, IEEE Press, (1996).
- (7) J. Holtz, “Methods for speed sensorless control of AC drives”, in Sensorless Control of AC Motors, IEEE Press Book, (1996).
- (8) 홍도관, 우병철, 구대현, 정연호, 민성기, “초고속전동기의 허용전동평균”, 한국정밀공학회 2010년도 추계학술대회논문집, pp. 665-666, 2010년. 11월.

◇ 저 자 소개 ◇



이기창 (李基彰)

1973년 3월 22일생. 1998년 부산대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 2000년 포항공대 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 선임연구원. 2007년~현재 부산대학교 대학원 기계공학부 박사과정 재학 중. 관심분야는 자기 부상, 자기베어링, 고속전동기 센서리스 벡터제어 등.
Tel : (055)280-1543
E-mail : leekc@keri.re.kr



정연호 (鄭然鎬)

1968년 3월 10일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1996년 충남대 대학원 졸업(석사). 2007년 동 대학원 졸업(박사). 1996년~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 책임연구원. 초고속 영구자석 전동기/발전기/착자기/서보모터/전기기기 설계분야.
Tel : (0551)280-1488
E-mail : yhjeong@keri.re.kr



홍도관 (洪到琯)

1972년 2월 22일생. 1998년 동아대 기계공학과 졸업. 2000년 동 대학원 기계공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 기계공학과 졸업(박사). 2004년~현재 한국전기연구원 전기추진연구본부 전동력연구센터 선임연구원. 초고속 영구자석 전동기/발전기/대구경 고토크 영구자석동기전동기/구조 및 회전체 설계분야
Tel : (055)280-1395
E-mail : dkhong@keri.re.kr



김지원 (金志元)

1971년 9월 20일생. 1994년 서울시립대학교 제어계측공학과 졸업. 1996년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2005년 부산대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1996년~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 선임연구원.
Tel : (055)280-1335
E-mail : jwkim@keri.re.kr



김종무 (金鍾武)

1970년 1월 4일생. 1992년 영남대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 선임연구원.
Tel : (055)280-1483
E-mail : kimjm@keri.re.kr



구대현 (具大鉉)

1963년 9월 21일생. 1989년 한양대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 센터장(책임연구원). 관심분야는 고효율전동기 설계, 선형 유도 전동기 설계 등.
Tel.: (055)280-1403
E-mail: dhk371@keri.re.kr