



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

Skew를 갖는 小形 SPMSM의 3次元 有限要素解析



2016年 8月

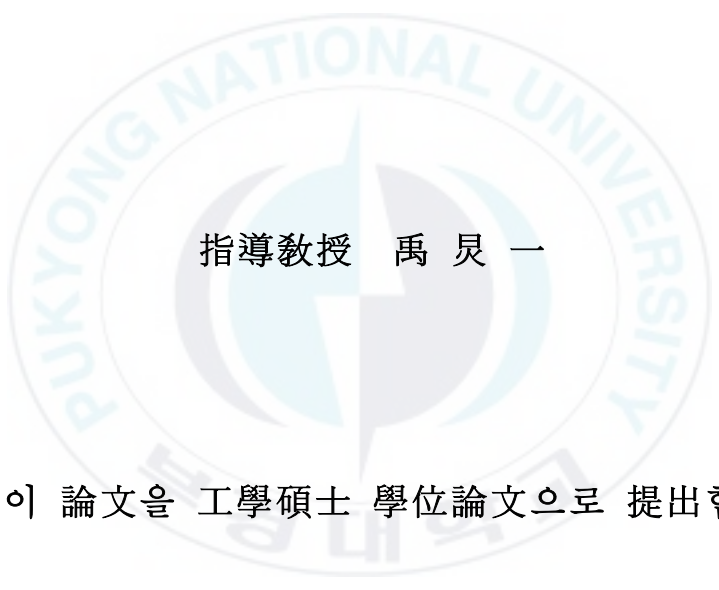
釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

趙 顯 珉

工學碩士 學位論文

Skew를 갖는 小形 SPMSM의 3次元 有限要素解析



指導教授 禹 炅 一

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2016 年 8月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

趙 顯 珉

趙顯珉의 工學碩士學位論文을 認准함

2016 年 6 月

主審 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

委員 工學博士 朴 昶 炫 (印)

委員 工學博士 禹 炅 一 (印)

목 차

Abstract	ii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 3상 동기전동기	2
2.1 기본특성	2
2.2 동기전동기 부하변화의 효과	4
2.3 영구자석형 동기전동기	5
2.4 코깅 토크	14
제 3 장 영구자석	15
3.1 영구자석의 자화 및 근사설계	15
3.2 영구자석 재료	18
제 4 장 유한요소법	21
4.1 유한요소법 개요	21
4.2 유한요소해석 정식화	24
제 5 장 특성해석 결과 및 고찰	28
5.1 SMPSM의 제원	28
5.2 특성 해석 결과	29

제 6 장 결 론	33
참고문헌	34



3D finite element analysis of small SPMSM with skew

Hyun-Min, Cho

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Industry

Pukyong National University

Abstract

In general, 3 phase Surface Permanent Magnet Synchronous Motor(SPMSM) has a same format like a general induction motor with permanent magnet inside. This motor could give leading or lagging current to the AC system. Also, it has more higher efficiency than the winding type Synchronous Motor. But SPMSM have disadvantage such as cogging torque which is occurred by the slot and the permanent magnet.

This paper describes on the 3D finite element analysis of small SPMSM skew which was used to reduce the cogging torque. A quarter model and the half period boundary condition was considered to reduced the calculation time. The skew angle of the stator slot is 15° and the speed of the motor is 1800[rpm]. From the simulation results, it is shown that the torque amplitude of the skew model was reduced about more 50% than that of the non-skew model and the flux density of the stator of the skew model was also reduced.

제 1 장 서 론

우리나라의 총 전력 소비량 중 용도별 전력 소비량을 조사한 결과에 따르면 전동기류가 60%, 조명기기가 20%, 전열기 등 기타가 20%를 차지하고 있다. 이 중 가장 많은 전력 소비량을 갖는 전동기류 중에서 산업용 3상 유도전동기가 소비하는 전력이 가장 크다[1]. 따라서 3상 유도전동기의 효율 향상이 요구되어 고 효율화에 대한 연구와 제품 개발이 많이 진행되었다. 그러나 유도전동기는 2차측 동손의 존재로 효율 향상에 한계가 있어 영구자석형 동기전동기로 대체 하는 것이 필요하다[2].

동기전동기의 중요한 역할은 교류 전력 공급 시스템에서 진상 또는 지상 무효 전류를 공급할 수 있고 산업계에서 일정 속도가 필요한 곳에서 주로 사용된다. 그리고 영구자석형 동기전동기는 권선형 동기전동기에 비해서 효율이 좋으므로 많이 사용되고 있다. 하지만 슬롯과 영구자석에 의한 코깅 토크가 발생하기 때문에 토크에 리플이 발생하게 되고 정밀한 속도제어를 위해서는 코깅 토크 저감에 대한 연구가 필요하다. 코깅 토크를 줄이기 위한 방법은 극 당 슬롯수를 정수가 되게 슬롯 개수를 정하기도 하고 슬롯 혹은 영구자석을 스큐를 주어서 코깅 토크의 크기를 줄이기도 한다.

본 논문에서는 스큐를 갖는 표면자석형 영구자석 동기전동기(SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)의 3차원 유한요소해석에 대하여 설명한다. 특성 해석을 위하여 3차원 상용 유한요소해석 프로그램을 사용하고 스큐의 유무에 따른 토크 특성에 대하여 검토한다. 해석시간을 단축하기 위해서 전체 모델의 1/4부분을 해석하고 코깅 토크 해석 결과의 비교를 통하여 3차원 유한요소 해석의 타당성을 검토한다.

제 2 장 3상 동기전동기

2.1 기본 특성

동기전동기는 기본적으로 일정한 속도 장치로 부하에 동력을 공급한다. 부하는 일반적으로 개개의 전동기 보다 매우 큰 전력계통에 연결되어 있다. 그래서 전력계통은 전동기에 의해 많은 양의 전력이 요구됨에도 불구하고 단자전압과 시스템 주파수는 일정하다는 것을 의미한다. 전동기 회전 속도는 주파수에 의해 일정하다. 그래서 전동기의 속도는 부하에 무관하게 일정하다. 토오크-속도의 특성 곡선을 그림 1에 보여준다. 전동기의 정상 상태의 속도는 무부하에서 전동기가 공급 할 수 있는 최대토오크(탈출 토오크)까지 일정하다. 그래서 전동기의 속도변동율은 0이다.

토오크 식은

$$\tau_{\text{ind}} = k B_R B_{\text{net}} \sin \delta \quad (1)$$

또는

$$\tau_{\text{ind}} = \frac{3 V_{\phi} E_A \sin \delta}{\omega_m X_S} \quad (2)$$

이다. 최대 토오크, 탈출 토오크는 $\delta = 90^\circ$ 일 때 발생한다. 정상적인 전부하 토오크는 이 값보다 상당히 작다. 실제 최대 토오크는 일반적으로 기계의 전부하 토오크의 3배이다.

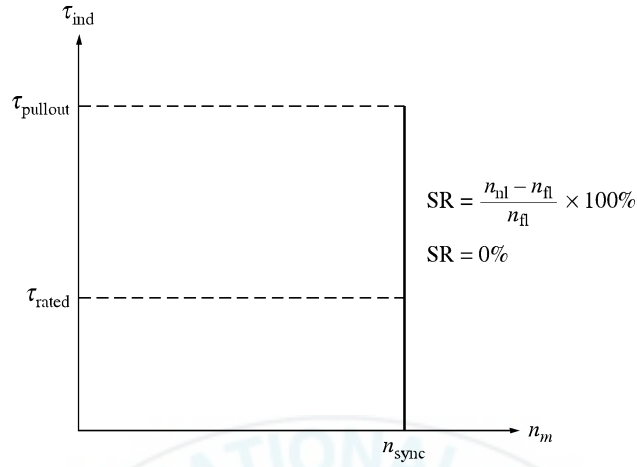


그림 1 동기전동기의 토오크-속도 특성

동기 전동기의 축 토오크가 최대 출력 토오크를 능가할 때, 회전자는 고정자와 회전자에 더 이상 고정되지 못한다. 대신에, 회전자는 회전자계보다 늦어지기 시작한다. 회전자가 늦어지기 때문에, 고정자 자계는 반복적으로 겹치며 회전자내 발생 토오크의 방향은 각각 반대로 흐른다. 한 번은 이 방향 다음은 다른 방향으로 커다란 토오크가 생기면 전동기는 심각하게 진동되는 현상을 발생시킨다.

전동기의 최대 출력 토오크는 식 (3), (4)로 주어진다.

$$\tau_{\max} = k B_R B_{n \text{ et}} \quad (3)$$

또는

$$\tau_{\max} = \frac{3 V_{\phi} E_A}{\omega_m X_S} \quad (4)$$

이 식은 계자전류(그러므로 E_A)가 클수록 전동기의 최대토크는 더 크다는 사실을 알 수 있다. 그러므로, 계자전류와 E_A 가 클수록 전동기는 안정된 운전할 수 있다는 이점이 있다.

2.2 동기 전동기 부하변화의 효과

만약에 부하가 동기발전동기의 축에 연결되면, 전동기는 회전력을 유지하기 위해 충분한 토크를 나타낼 것이고 부하는 동기속도로 회전된다. 그림 2와 같이 처음에 진상역률로 동작하는 동기발전동기에서 전동기 축에 있는 부하가 증가되면 처음에는 회전자가 감속될 것이다. 그것에 따라서, 토크 각 δ 는 더 커질 것이고, 발생 토크도 증가 된다. 결국 발생 토크의 증가는 회전자를 복구시키고 전동기는 다시 동기속도로 전환된다. 그러나 동기속도는 더 큰 토크 각 δ 을 가진다.

그림 2(a)는 부하가 증가되기 전에 전동기의 페이지 도를 보여준다. 내부에 발생 전압 E_A 는 $K\phi\omega$ 로 기계의 속도와 계자전류에 따른다. 속도는 입력 전력에 의해 제한되어지고, 계자회로를 조정할 수 없기 때문에 계자전류도 역시 일정하다. 그러므로 $|\mathbf{E}_A|$ 는 부하가 변화여도 일정하다. 동력($E_A \sin\delta$ 와 $I_A \cos\theta$)에 비례하는 이 간격은 증가되나 $\mathbf{E}_A$ 의 크기는 일정하게 남아있게 된다. 부하가 증가되기 때문에 $\mathbf{E}_A$ 는 그림 2(b)에 보여주는 방식과 같이 아래로 내려갈 것이다. $\mathbf{E}_A$ 가 계속 아래로 떨어지기 때문에 $jX_S \mathbf{I}_A$ 양은 $\mathbf{E}_A$ 가 $\mathbf{V}_\phi$ 에 도달할 때까지 증가 된다. 그러므로, 전기자 전류 $\mathbf{I}_A$ 도 역시 증가한다. 역율각도 θ 역시 진상역율에서는 점점 더 줄어들고, 지상역율에서는 더욱 더 커지는 변화가 생긴다.

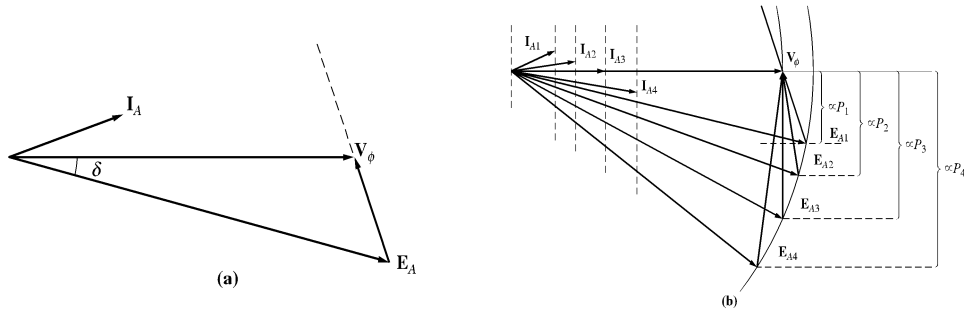


그림 2 (a) 진상역율로 운전하는 전동기의 페이저도
(b) 동기전동기가 운전할 때 부하증가에 따른 효과

2.3 영구자석형 동기전동기

영구자석 동기모터(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)는 직류모터의 브러시와 정류자에 의한 기계적 정류작용을 반도체의 스위칭 작용으로 대체한 모터를 총칭한다. 직류모터는 원리적으로 계자용 영구자석이 고정자에, 전기자 권선이 회전자에 배치되어 있으므로 전기자 회전형이 되지만, PMSM은 기계적 정류작용을 반도체의 스위칭 작용이 대신하므로 영구자석을 회전자에, 전기자 권선을 고정자에 설치하여 계자회전형의 구조가 된다.

그림 3에 PM모터의 대표적인 회전자 형상을 나타내었다. 영구자석의 배치로부터 그림 3(a), (b)에 표시한 것처럼 회전자 표면에 영구자석을 부착한 표면자석구조의 동기모터(SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)와 점선의 오른쪽 그림 3(c)~(h)에 표시한 것처럼 회전자 내부에 영구자석을 매입한 매입자석 동기모터(IPMSM)으로 구분된다.

그림 3(a)는 기존의 서보모터를 중심으로 최근까지도 이용되는 구조이다. 영구자석의 투자율은 진공중의 투자율과 거의 같으므로, 영구자석이 존재하

는 부분은 자기적으로 공극과 같다. 또한, 그림 3(a)의 표면자석구조의 자기저항은 회전자의 위치에 무관하므로, 전기자권선의 d축 인덕턴스 L_d 와 q축 인덕턴스 L_q 가 같은 비돌극기가 된다.

그러나, 그림 3(e)의 매입자석구조에서는 그림 3에 나타난 것처럼, 전기자 권선이 만드는 d축 방향 자속의 자로에는, 공극과 동일하게 자기저항이 큰 자석이 존재하여 자속이 흐르기 어렵지만, q축방향의 자속은 철심을 통해 흐르기 때문에 이 방향의 자기저항은 작게 되고, 이 결과 $L_d < L_q$ 의 돌극성이 된다. 권선계자형의 경우에는 반대로 돌극성이 나타나므로 매입자석형 동기모터를 역돌극성이라고 부르기도 한다.

일반적으로 자석을 회전자 내부에 매입한 타입은 역돌극성을 나타내지만, 그림 3의 경우에는 전류가 작음에도 표면의 얇은 강판부분이 자기포화가 크게 일어남으로 돌극성을 잃어버려 비돌극기가 된다. 이와 반대로 그림 3(b)의 타입은 영구자석이 회전자표면에 노출되어 있으므로 구조적으로는 SPMSM이지만, 자석양단의 강판이 회전자 표면에 나와 있어 돌극성을 가지게 된다. 그림 3(b), (d)~(h)의 회전자 구조가 실질적인 돌극기 구조이다.

본서에서는 매입자석구조에서 자기적인 돌극성이 나타나는 모터를 IPMSM으로 취급한다. 또한, 자석의 배치로는 SPMSM이지만 자기적으로는 역돌극성을 가지는 그림 3(b)의 타입도 수학모델로서는 IPMSM과 같이 취급할 수 있다. 이런 경우의 IPMSM은 아래의 특성을 가진다.

1) 고속용의 SPMSM에서는 원심력에 의한 자석 비산을 방지하기 위해 외경에 비자성체의 보호관(SUS관 등)이 설치되지만, IPMSM에서는 회전자 내부에 고정되기 때문에, 기계적인 강도를 고려한 설계가 필요하지만 보호

관이 불필요하다는 이점이 있다.

2) 보호관에서는 슬롯 리플에 의한 와류손과 인버터의 캐리어 주파수에 의한 고조파 손실이 발생하고 효율의 저항이 가져오지만, IPMSM에서는 회전자 표면이 규소 강판이므로 그 문제가 비교적 작게 된다.

3) 보호관이 불필요한 IPMSM에서는 등가 공극이 작게 되고, 같은 양의 자석을 사용한 경우의 SPMSM에 비해 퍼미언스가 높게 되므로 자석동작점의 자석밀도를 향상시킬 수 있게 된다.

4) 자선단부에서 누설되는 자속이 발생된다.

5) 자석의 형상과 배치의 자유도가 크다.

6) SPMSM에서는 원호 형태의 자석이 필요하지만, IPMSM에서는 평판 형태의 자석이 사용되어 제작비용이 저감된다.

7) 마그네틱 토크와 함께 릴럭턴스 토크도 이용되기 때문에 고 토크화가 가능하다.

8) IPMSM에서는 SPMSM에 비해 특히 q축 인덕턴스가 크기 때문에 q축 전기자 반작용이 크고, 단자전압의 상승과 자기포화의 영향을 받기 쉽다.

9) 역돌극성을 이용하므로, 기동시부터 센서리스 운전이 가능하다.

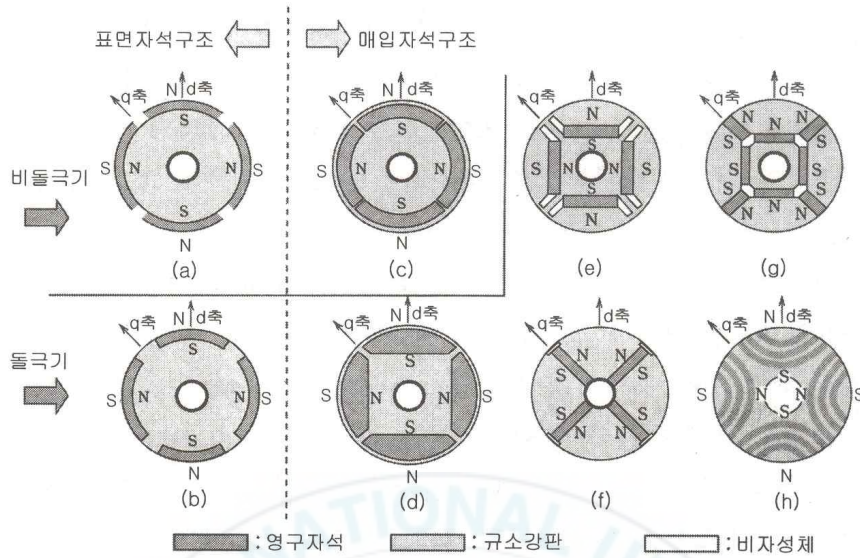


그림 3 PMSM의 대표적인 모터 구조

PMSM의 역기전력 파형에는 사다리꼴 및 정현파가 있다. 일반적으로, 사다리꼴 자속분포의 모터에서는 120° 구형과 통전 구동이 이용되고, 정현파 분포의 경우도 그 기본파를 이용하여 특성해석을 할 수 있다. 3상 PMSM의 2극기 기본모델을 그림 4에 나타내었다.

영구자석의 N극 방향으로 d축을 결정하고, 이것보다 $\pi/2$ 앞선 축이 q축이다. U상 권선을 기준으로 시계방향으로 d축의 각을 θ 라 하면, 전기자 자기인덕턴스, 상호인덕턴스 및 영구자석의 전기자 쇄교자속은 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{cases} L_u = l_a + L_a - L_{as}\cos 2\theta \\ L_v = l_a + L_a - L_{as}\cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_w = l_a + L_a - L_{as}\cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} M_{uv} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as}\cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ M_{vw} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as}\cos 2\theta \\ M_{wu} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as}\cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \Psi_{fu} = \Psi_f \cos \theta \\ \Psi_{fv} = \Psi_f \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ f_{fw} = \Psi_f \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (7)$$

여기서, L_u, L_v, L_w : 각상의 자기 인덕턴스

l_a : 한 상당 누설 인덕턴스

L_a : 한 상당 유효 인덕턴스의 평균값

L_{as} : 한 상당의 유효 인덕턴스 진폭

M_{uv}, M_{vw}, M_{wu} : 상간의 상호 인덕턴스

$\Psi_{fu}, \Psi_{fv}, \Psi_{fw}$: 각 상의 영구자석의 전기자 쇠교자속

$\theta = \omega t$: d축과 U상과의 사이각

ω : 전기각속도

Ψ_f : 한 상당 영구자석에 의한 전기자 쇠교자속의 최대값

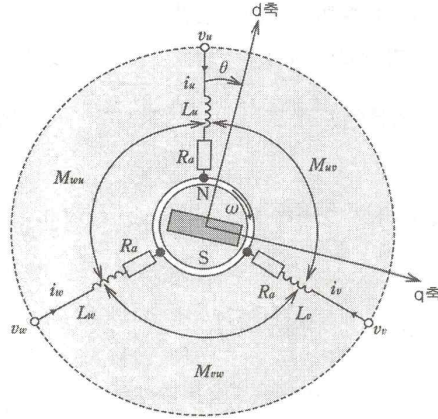


그림 4 PMSM의 해석 모델

이것에 의해 PM 동기모터의 전압방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R_a + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R_a + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w\Psi_f \sin\theta \\ w\Psi_f \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ w\Psi_f \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서, v_u, v_v, v_w : 각 상의 전기자 전압

i_u, i_v, i_w : 각 상의 전기자 전류

$p = \frac{d}{dt}$: 미분연산자 R_a : 전기자 권선 저항

3상 좌표계로부터 d, q좌표계로 변환하는 변환행렬은 다음 식과 같다.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (9)$$

이 변환행렬을 이용하여 기본 전압방정식을 전기각속도 w 로 회전하는데 d, q축 좌표계로 변환시킨 PMSM의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w\Psi_a \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, $\Psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f = \sqrt{3} \Psi_e$

Ψ_e : 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속의 실효값

v_d, v_q : 전기자 전압의 d, q축 성분

i_d, i_q : 전기자 전류의 d, q축 성분

$L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as})$: d축 인덕턴스

$L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as})$: q축 인덕턴스

그림 5에 PMSM의 d, q축 변환 모델을 표시했다. 고정자에 정지되어 있는 3상 권선은 영구자석 회전자와 동기하여 회전하는 2개의 d, q권선으로 변환시키기 때문에 상대적으로는 정지되어 있는 것과 같고, 전기적으로 독립된 2개의 직류회로로 볼 수 있다.

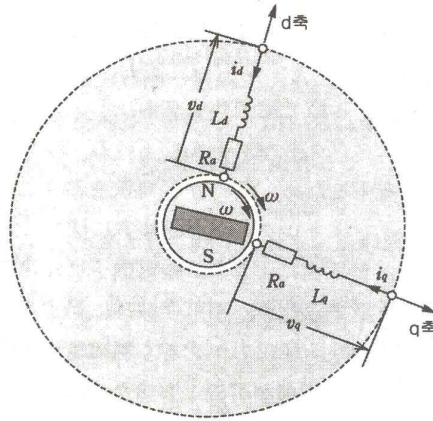


그림 5 PMSM의 d, q 변환 모델

식 (10)의 우측 제 1항의 1행 1열과 2행 2열은 전기자 권선 저항에 의한 전압강하 성분이며, 제 2항은 전류의 변화에 대한 인덕턴스의 전압강하로 정상상태에서는 d, q축 전류는 일정한 값(직류)이므로 0이 된다. 1행 2열 및 2행 1열은 q축 및 d축 전기자 반작용을 나타내고 있다. 여기에서의 전기자 반작용은 뒤에 설명하는 바와 같이 PMSM의 특성에 중요한 관계를 가지고 있다. 제 2항은 영구자석의 전기자 쇠교자속에 의한 유기전압으로서 q축에서만 발생한다. PMSM의 정상운전시의 벡터도는 그림 6과 같다.

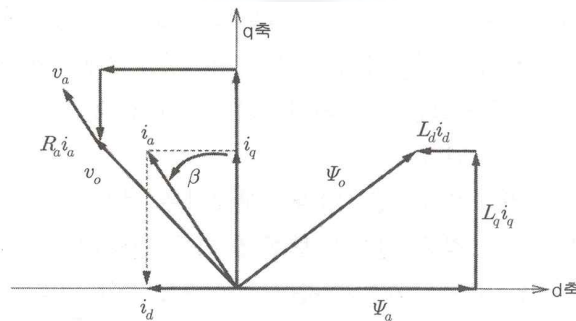


그림 6 기본 벡터도

극쌍수 P_n 의 PMSM 토크는 전류 벡터 i_a 와 전기자 쇄교자속 벡터 ψ_0 의 외적으로 구한다.

$$T = P_n \Psi_a i_q + P_n (L_d - L_q) i_d i_q$$

또한, 전류벡터의 크기 $I_a (= |i_a|)$ 와 위상 β 를 이용하여 식 (11)을 구한다.

$$T = P_n \left\{ \Psi_a i_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) i_a^2 \sin 2\beta \right\} \quad (11)$$

토크식의 우측 제 1항은 마그네틱 토크를 표시하고, 제 2항은 돌극성에 의해 발생하는 릴럭턴스 토크를 나타내고 있다. 앞에서 기술한 바와 같이 IPMSM에서는 $L_d < L_q$ 의 역돌극성이 있기 때문에, 부의 d축 전류를 흐르게 함으로써 마그네틱 토크에 릴럭턴스 토크를 부가하여 토크를 발생시킨다. 벡터도를 보면 부의 d축 전류에 의해, d축 전기자 반작용 자속이 영구자석을 감자시키므로 불가역 감자에 대하여 주의해야 한다.

최근의 영구자석의 진보로 보자력이 크고 감자 특성이 직선적인 자석이 개발되고 있어 부의 d축 전류제어가 가능해졌다. 또한 이 부의 d축 전기자 반작용은 전체 전기자 쇄교자속을 감소시키기 때문에 고속 영역에서 유기 전압을 제어하여, 정출력 운전범위를 넓게 할 수 있다. 권선형 계자를 갖는 직류모터에서는 계자전류를 작게 하는 약계자 제어가 일반적으로 이용되는 것과 같이, 영구자석 모터에서는 부의 d축 전류에 의해 약자속 제어를 할 수 있다.

2.4 코깅 토크

최근의 영구자석의 진보로 보자력이 크고 감자 특성이 직선적인 자석이 개발되고 있어 부의 d축 전류제어가 가능해졌다. 또한 이 부의 d축 전기자 반작용은 전체 전기자 쇠교자속을 감소시키기 때문에 고속 영역에서 유기 전압을 제어하여, 정출력 운전범위를 넓게 할 수 있다. 권선형 계자를 갖는 직류모터에서는 계자전류를 작게 하는 약계자 제어가 일반적으로 이용되는 것과 같이, 영구자석 모터에서는 부의 d축 전류에 의해 약자속 제어를 할 수 있다.



제 3 장 영구자석

영구자석은 여자 전류가 없이도 자계를 유지할 수 있다. 영구자석은 보통 철 (iron), 니켈 (nickel), 코발트 (cobalt) 의 합금이다. 이들은 큰 $B-H$ 루프, 높은 비투자율 (또는 높은 B_r), 높은 보자력 등의 특성이 있다. 이 합금은 열처리를 하여 재료의 기계적 강도를 높인다. 이러한 영구자석 재료는 경철(hard iron) 로, 그 외의 자기재료들은 연철(soft iron) 로 불린다.

3.1 영구자석의 자화 및 근사설계

그림 4a 의 자기 회로에 대하여 생각해 보자. 자기 재료는 처음은 자화되지 않았다고 가정하고 큰 기자력을 공급한 후 제거하면 자속밀도는 그림 4b의 점 a 와 같이 자화 곡선상의 잔류 자속밀도 B_r 로 유지하게 될 것이다. H_1 의 자계의 세기가 역방향으로 경철에 가해지면 동작점은 b로 움직인다. H_1 이 제거되고 다시 루프는 폭이 좁기 때문에 실제로는 반동선(recoil line) 이라고 하는 직선 bc로 다시 나타낼 수 있다. 이 선은 점 a에서 감자 곡선에 대하여 접선 xay 와 거의 평행하다. 반동선의 경사를 반동 비투자율 (recoil permeability: μ_{rec}) 이라 한다. 알니코 (alnico) 자석은 $3 \sim 5\mu_0$ 정도인 반면 페라이트 (ferrite) 자석의 비투자율은 $1.2\mu_0$ 의 정도로 낮다.

역자계의 세기가 H_1 을 넘지 않는 한 자석은 반영구적이다. H_1 보다 더 큰 역자계의 세기 H_2 가 공급되면 영구 자석의 자속밀도는 B_2 로 감소된다. H_2 가 제거 되면 새로운 반동선은 de 를 따라 움직인다.

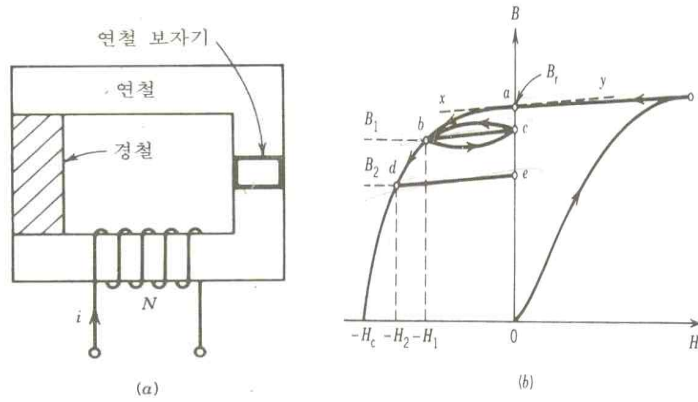


그림 4 영구자석 시스템과 $B-H$ 궤적

그림 4a 의 영구자석이 그림 4b 의 점 a 로 표시된 잔류 자속밀도로 자화 되었다고 하자. 그림 1.22a 에서처럼 연철 보자기 (soft iron keeper) 가 제거되면 공극이 나타난다.

자석과 공극에서의 합성 자속을 구하기 위해 다음과 같이 가정한다.

1. 누설 자속 또는 프린징 자속(fringing flux) 은 없다.
2. 연철에서는 기자력이 필요 없다.

암페어 주회 법칙으로부터

$$H_m l_m + H_g l_g = 0 \quad (15)$$

$$H_m = -\frac{l_g}{l_m} H_g \quad (16)$$

자속의 연속성으로부터

$$\Phi = B_m A_m = B_g A_g \quad (17)$$

또한

$$B_g = \mu_o H_g \quad (18)$$

식 (16), (17), (18) 로부터

$$B_m = \mu_o \frac{-A_g l_m}{A_m l_g} H_m \quad (19)$$

식 (19) 는 원점을 통과하는 직선으로서 전단선(share line) 이라고 한다. (그림 5b). 점 b에서 감자 곡선(demagnetization curve) 과 전단선의 교점은 연철 보자기가 제거된 경철 재료의 B 와 H 의 동작 값을 결정한다. 연철 보자기가 다시 끼워지면 동작점은 반동선 bc 위에서 움직인다. 이러한 해석에 의해 공극을 가진 영구자석의 동작점은 $B-H$ 루프의 감자 부분, 공극의 크기 및 자석 재료에 의해 결정된다.

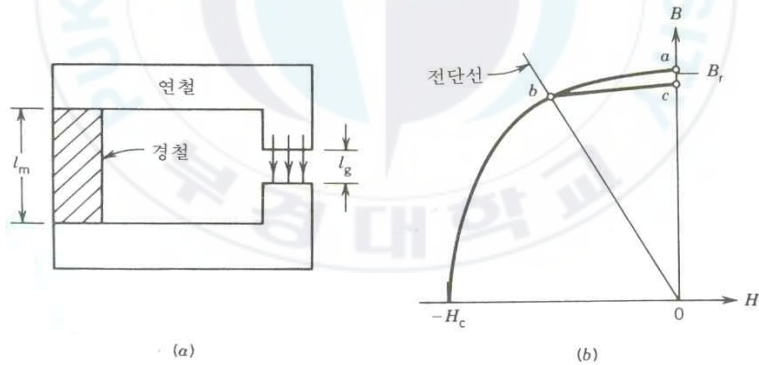


그림 5 보자기를 제거한 영구자석과 $B-H$ 계적

식 (16), (17), (18) 으로부터 영구자석 재료의 체적은

$$V_m = A_m l_m \quad (20)$$

$$= \frac{B_g A_g}{B_m} \times \frac{H_g l_g}{H_m}$$

$$= \frac{B_g^2 V_g}{\mu_0 B_m H_m}$$

여기서 $V_g = A_g l_g$ 는 공극의 체적이다.

따라서 체적 V_g 의 공극에서 자속밀도 B_g 로 유지하기 위해서는 $B_m H_m$ 의 값이 최대가 되는 동작점을 결정한다면 경철의 체적을 최소화 시킬 수 있다. 이때의 $B_m H_m$ 의 값을 경철의 에너지 적(energy product) 이라고 한다.

3.2 영구자석 재료

알니코 (alnico : aluminum-nickel-cobalt) 라고 하는 합금류는 1930 년대부터 영구자석 재료로 사용되어 왔다[24]. 알니코의 잔류 자속밀도는 그림 6과 같이 1.2[T] 정도의 높은 값을 가진다.

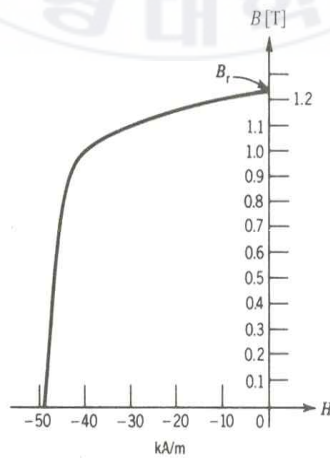


그림 6 알니코 5 에 대한 감자 곡선

페라이트 (ferrite) 영구자석 재료는 1950 년대부터 사용되어 왔다. 이 재료는 0.35 [T] 정도의 낮은 잔류 자속밀도와 -350 [kA/m] 정도의 높은 보자력을 갖는다. 그림 7은 스트론튬 페라이트 (strontium ferrite) 로서 페라이트 D의 감자 곡선을 나타내고 있다.

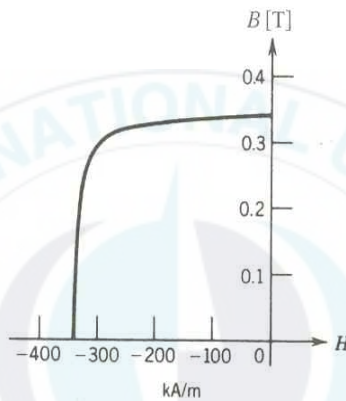


그림 7 페라이트 D 자석에 대한 감자 곡선

1960년 이후 희토(rare-earth) 산화물인 새로운 영구자석이 개발되었다. 희토 산화물 영구자석 재료는 알니코형 재료와 상대적으로 1.25 [T] 정도의 높은 잔류 자속밀도와 페라이트보다 -950[kA/m] 정도의 큰 보자력을 겸비하고 있다. 이런 재료는 철, 니켈, 코발트와 하나 또는 둘 이상의 희토 산화물을 혼합한다. 일반적으로 사용되는 희토산화물 재료는 사마리움-코발트 (samarium-cobalt) 이다. 이 재료에 대한 감자 곡선은 그림 8과 같다. 최근에 개발된 희토 산화물 재료는 네오디뮴-철-붕소(neodimium-iron-boron) 이다.

이 합금에 대한 감자 곡선은 그림 8과 같다. 잔류 자속밀도와 보자력은 사마리움-코발트보다 크다. 이러한 네오디뮴-철-붕소는 영구자석 분야에서 장래에 널리 사용될 것으로 예상된다.

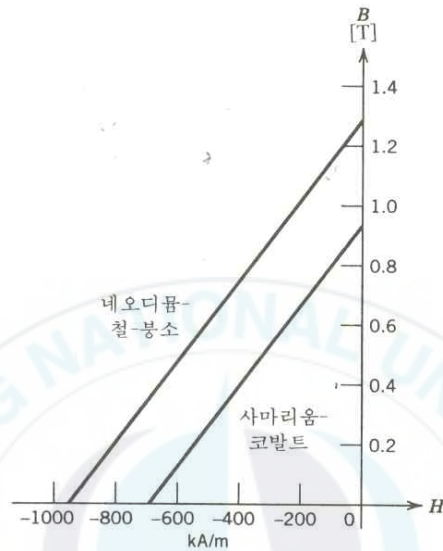


그림 8 사마리움-코발트 자석과 네오디뮴-철-붕소 자석에 대한 감자 곡선

제 4 장 유한요소법

전동기의 정특성 및 동특성을 지배하는 방정식은 편미분 방정식으로 표현되므로 이를 정밀, 신속하게 해를 구해야만 한다. 수치 해석법의 경우 물리적으로 연속적인 형상을 갖는 제반의 형상들을 편미분 방정식으로 표현하여 유한개의 이산치 값을 구하는 방법으로 치환하여 푸는 방법이다[25].

4.1 유한요소법 개요

자연현상에 대한 수식적 표현은 계변수에 의해 특성화되는 경계치를 가지는 연속치 문제로서 볼 수 있으며 이는 계 전체를 지배하는 편미분 방정식으로 표현된다. 따라서 이와 같은 편미분 방정식을 만족하는 해를 구하면 그 해의 분포함수를 알 수 있다.

편미분 방정식의 해를 구하는 방법으로 계를 집중적인 정수로 보는 해석적인 방법과 분포계로 보는 수치해석적인 방법으로 나눌 수 있다. 해석적인 방법으로는 변수분리법이나 푸리에 급수에 기반을 둔 공간고조파법 등이 있으며 이를 이용하여 계의 지배방정식을 풀기 위해서는 많은 가정을 수반하여야 해석이 가능하므로 해의 정밀도가 낮고 모델에 따라서 해석식이 달라지므로 범용성에 제약을 가지고 있다.

반면에 수치해석적인 방법은 이러한 연속치 문제를 유한개의 이산 값을 가지는 대수방정식 문제로 치환하여 푸는 방법으로써 해석적 방법에 의해 해의 정밀도와 범용성 면에서 우수한 장점을 가지고 있으며 최근 컴퓨터의 급속한 발달로 고속화, 대용량화, 저가격화가 실현되어 점차 관심이 증대되고 있다.

수치해석적인 방법으로는 여러 가지 있으나 해석모델의 복잡한 형상 및

재질의 비선형성 등을 처리하기가 비교적 용이한 유한요소법(FEM)이 많이 사용되고 있다. 유한요소법은 1950대 항공기의 기체강도를 계산하기 위한 구조역학 분야에 처음 도입되어 그 후 토목, 조선공학 등의 분야로 널리 확산되어 이용되었으며 특히 전기공학 관련 분야에서는 1960년대 후반부터 1970년대를 거쳐 지금까지 가장 널리 사용되고 있다.

유한요소법은 그 명칭에서 알 수 있듯이 대상물체 또는 영역을 유한한 크기를 갖는 부분영역(요소)으로 나누고, 각 영역에 대해 원래의 미분방정식으로부터 변분원리 또는 가중잔차법 등과 같은 방법을 이용하여 근사화시켜 얻어진 관계식을 개개의 요소에 적용하여 전 영역에 대한 유한개의 방정식을 구하고 이것의 미지수를 구하는 방법이다.

유한요소법을 이용하여 편미분방정식을 정식화하는 방법은 크게 두가지로 나눌 수 있는데 그 하나는 변분법으로서 임의의 포텐셜분포를 가정할 때 실제의 자연현상으로 존재하는 분포는 포텐셜 에너지가 최소로 되도록 한다는 자연법칙을 이용하는 방법이고, 또 하나는 Galerkin법으로서 계에서 에너지 범함수의 구성이 불가능한 경우에 그 계의 지배방정식을 구하면 가중잔차법의 원리에 의해 형상함수를 가중함수로 하여 근사해를 구할 수 있다.

유한요소법을 전기기기의 해석에 적용할 경우 전처리, 유한요소정식화, 풀이, 후처리의 순서로 이루어지며 각 단계를 설명하면 아래와 같다.

1. 해석문제의 정의 : 해석하고자 하는 현상에 대해 정의를 하고 그 계의 지배방정식을 유도한다. 이때에 해석방법(차원, 재료의 취급 및 구동함수 등)을 결정한다.

2. 전처리 : 해석문제가 정의되고 해석대상을 유한개의 영역으로 분할(요소분할 : Preprocess)한다. 이때 분할하는 요소의 종류는 시험함수와 각 절점의 자유도에 의해 결정된다. 일반적으로 2차원의 경우 3절점의 3각형 요소가 이용되고 3차원의 경우 8절점 6면체 요소가 많이 사용되고 있다. 요소의 절점이나 자유도에는 여러가지 조합이 있을 수 있으나 일반적으로는 1차원 요소를 사용하고 요소수를 늘리는 것이 해의 정확도면에서 유리한 것으로 알려져 있다.

3. 유한요소 정식화 : 요소의 형태를 정의하고 요소분할을 한 다음 각 요소에 대하여 요소방정식을 유도하여야 한다. 이때에 요소방정식은 변분원리 또는 가중잔차법을 사용하여 각 절점에 대한 선형 대수방정식을 유도하게 되는데 이것을 유한요소 정식화라고 한다. 각 요소방정식이 얻어진 후 각 요소방정식을 합하여 계전체에 대한 계 방정식을 유도하게 된다. 이때 얻어진 방정식은 미분방정식에서 선형대수 방정식으로 변환되기 때문에 컴퓨터를 사용하여 쉽게 해를 구할 수 있게 된다.

4. 후처리 : 유한요소 해석결과 얻어진 결과는 보통 미지수가 포텐셜이므로 여기서 바로 물리적인 의미를 도출해 내는 것은 어렵다. 따라서 구해진 포텐셜을 이용하여 물리적인 의미가 있는 다른 양을 계산하거나 또는 물리적인 의미가 있는 양들을 시각적으로 그래프 처리를 하는 과정을 후처리 과정이라고 한다. 자계해석에서 주로 얻고자 하는 물리적인 양은 자속밀도, 인덕턴스, 전자력이고 그래픽적으로 유용한 정보는 자속분포, 자속밀도 분포 및 힘 밀도 등이다.

4.2 유한요소해석 정식화

변위 전류를 무시 할 수 있는 준 정상상태에서, 임의의 해석 영역에 대한 Maxwell 방정식 및 보조방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e \quad (21)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (22)$$

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad (23)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (24)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (25)$$

$$\vec{M} = \chi \vec{H} + \vec{M}_r \quad (26)$$

여기서, $\vec{M}$ 은 자화량, χ 는 자화율, $\vec{M}_r$ 은 잔류 자화량이다. 식(25)를 식(22)에 대입하여 정리하고 $\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}$ 의 관계를 이용하여 식(22)를 $\vec{H}$ 에 대해 정리하면 식 (27)과 같다.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) - \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (27)$$

식(27)을 식(21)에 대입하여 정리하면 다음식과 같다.

$$\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o + \vec{J}_e + \vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (28)$$

전동기가 1차 철심의 적층방향으로 무한하다고 가정하면, 앞에서 전제한 가정과 같이 자기벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 와 전류밀도 $\vec{J}$ 는 z 축 방향으로만 존재하게 된다. 또한, 잔류자화량 $\vec{M}_r$ 이 x, y 성분만 존재한다고 보면 식 (29)와 같은 자기벡터 포텐셜을 이용한 해석영역의 2계 편미분의 지배방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -J_o \\ + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial M_{ry}}{\partial x} - \frac{\partial M_{rx}}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

해석영역 각각의 요소에 대하여 자기벡터 포텐셜 A^e 를 1차 형상함수 N_{ie} 로 근사화 해서 가중잔차법을 위한 가중함수 N_{je} 를 도입하고 Galerkin법을 이용하여 잔차를 전영역에 대해서 적분하여 잔차를 영으로 하기 위해 각 요소에 대해 정식화하면 다음과 같은 식으로 전개된다.

$$\int_{s^e} \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \quad (30)$$

$$\begin{aligned}
& - \int_{s'} \frac{1}{\mu_r} \left(M_{rx}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial y} - M_{ry}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial x} \right) dx dy \\
& - \int_{s'} J_{\sigma} N_{je} dx dy - \sigma \frac{d}{dt} \int_{s'} \sum_{i=1}^3 N_{ie} N_{je} A_{ie} dx dy = 0 \\
& (j = 1, 2, 3)
\end{aligned}$$

식 (30)의 요소방정식을 전요소에 대하여 조립하면, 식 (31)과 같은 각절점에 대한 자기벡터 포텐셜과 각 상전류에 대한 선형연립방정식을 얻게 된다.

$$[[S] - [C]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} [[T] [0]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = [G] \quad (31)$$

여기서 [S] 는 절점의 위치와 투자율에 관계된 계수행렬, [C] 는 강제전류 밀도의 계수행렬, [T] 는 와전류밀도의 계수행렬, [G] 는 등가 자화전류밀도에 해당되는 구동 행렬을 나타낸다. 식 (31)은 방정식의 수보다 미지수가 3개(각 상전류에 해당) 더 많은 형태이므로 해를 구하기 위하여 다음에서 기술하는 각상에 대한 전압 방정식과 결합되어 진다.

각 절점의 자기벡터 포텐셜 [A]와 각 상의 권선에 흐르는 전류 $\vec{I}$ 를 미지수로 하는 식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[C] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [T] & [0] \\ I_{sk}[C]^T & [L_o] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \{V\} \end{Bmatrix} \quad (32)$$

식 (32)의 시간미분항을 후퇴차분법을 이용하여 처리하여 식을 정리하면
식 (33)과 같은 회로방정식을 고려한 전체 시스템 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]}{\Delta t} & -[C] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o] + \Delta t [R]}{I_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} \frac{[T]^T}{\Delta t} & [0] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o]}{I_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_t + \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \frac{\Delta t}{I_{stk}} \{V\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (33)$$

제 5 장 특성해석 결과 및 고찰

5.1 SPMSM의 제원

상용 설계 프로그램은 설계하고자 하는 전동기의 고정자, 권선, 회전자 그리고 축의 순으로 원하는 설계 값을 대입하게 되면 기본 설계를 해주며, 자기 등가회로법을 사용하여 특성해석을 해 주는 프로그램이다.

본 논문의 해석모델인 SPMSM의 제원은 상 수 : 3, 고정자 슬롯수 : 12, 공극 : 0.8[mm], 극수 : 4, 정격 속도 : 1800[rpm] 이며 그림 9는 설계된 SPMSM을 나타낸다. 회전자에 설치된 영구자석이 회전할 때 고정자의 치와의 관계로 인하여 코깅 토크가 발생하게 되며 이것이 출력에 영향을 미치게 된다.

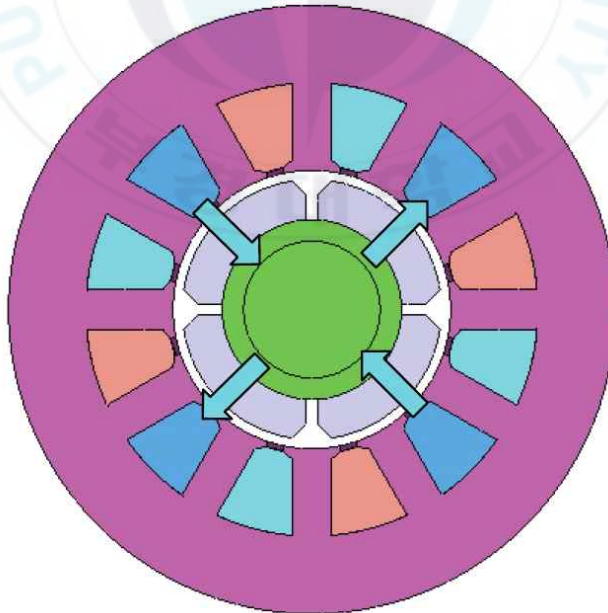


그림 9. SPMSM의 2D 단면도

5.2 특성 해석 결과

그림 10은 스큐를 갖지 않는 모델의 3차원 모델의 일부를 나타낸다. SPMSM이 4극이므로 1/4 모델에 반주기 경계조건을 적용하여 코깅 토크를 해석하였다. 그림 11은 그림 10의 1/4 모델의 고정자 모델을 나타내고 그림 12는 스큐를 갖는 SPMSM의 고정자 모델을 나타내며 스큐는 원래의 모델에서 15° 를 적용하였다. 그림 13, 14는 각 모델에서 발생하는 코깅 토크를 나타낸다. 스큐를 갖고 있는 모델의 코깅 토크가 스큐를 갖지 않는 모델의 코깅 토크보다 50% 정도의 감소를 보였다. 그림 15, 16은 그림 11, 12의 고정자 모델에서 발생하는 자속 밀도 분포를 나타낸다. 스큐를 갖는 모델의 자속밀도 분포가 조금 더 낮게 나타남을 알 수 있고 이로 인해 코깅 토크의 크기가 감소하게 됨을 알 수 있다.

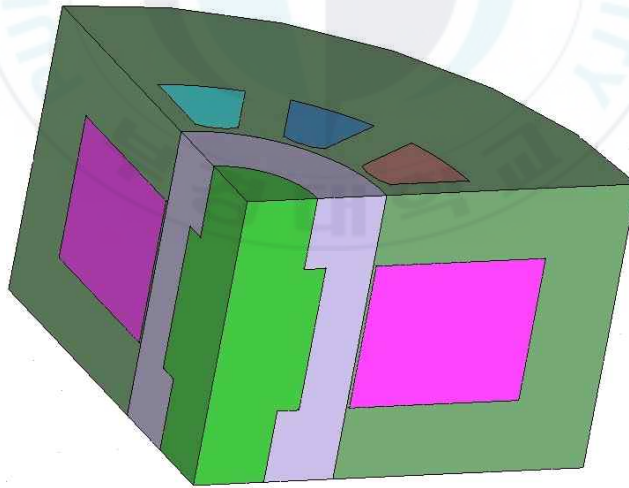


그림 10. 스큐를 갖지 않는 SPMSM의 1/4 모델

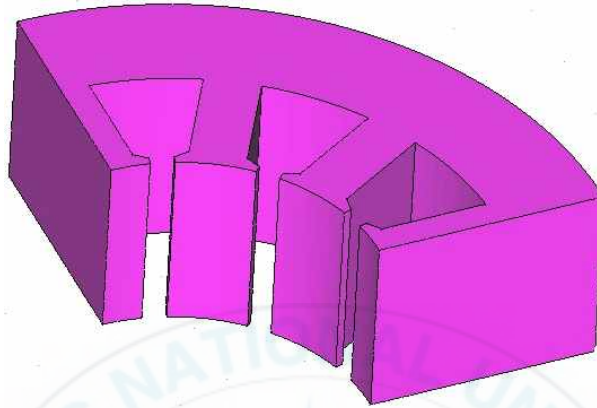


그림 11. 스큐를 갖지 않는 SPMSM의 고정자

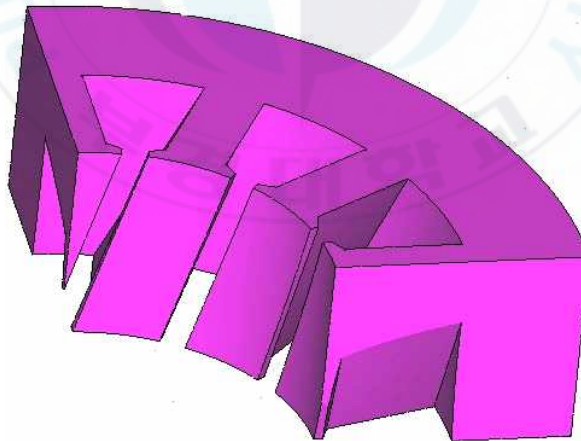


그림 12. 스큐를 갖는 SPMSM의 고정자

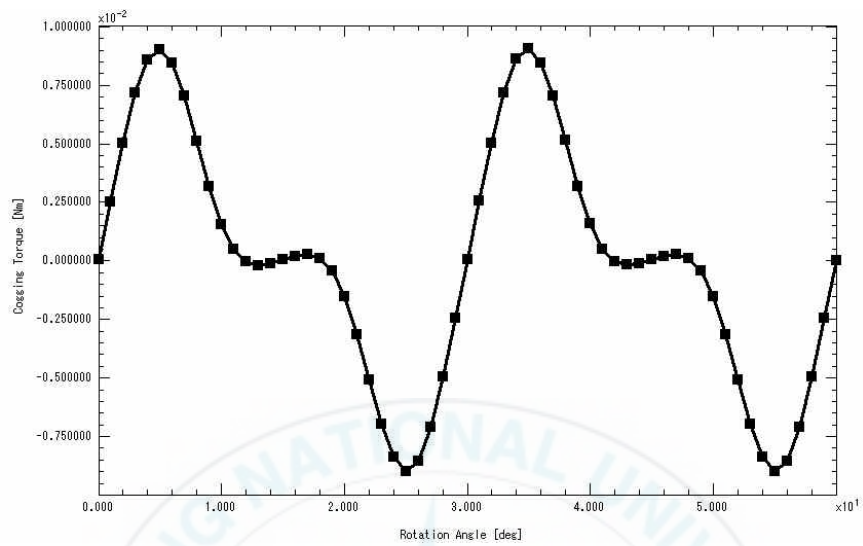


그림 13. 스큐를 갖지 않는 SPMSM의 고정자

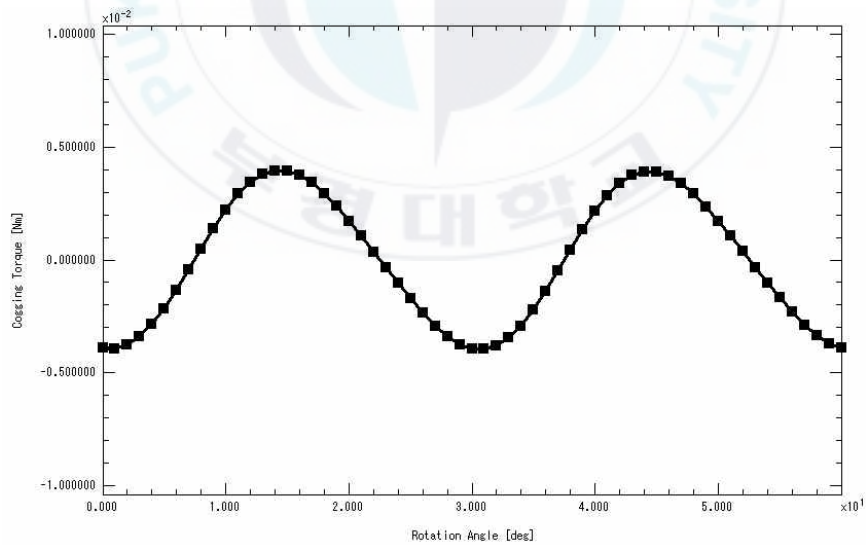


그림 14. 스큐를 갖는 SPMSM의 고정자

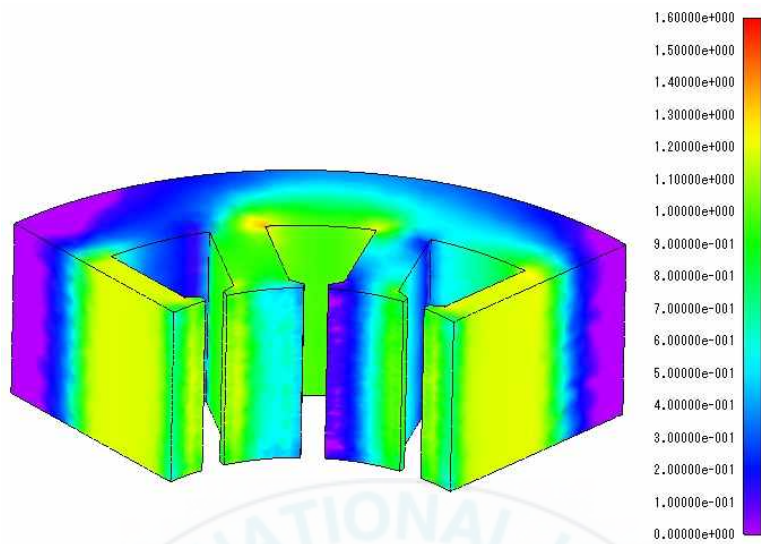


그림 15. 스큐를 갖지 않는 SPMSM의 고정자

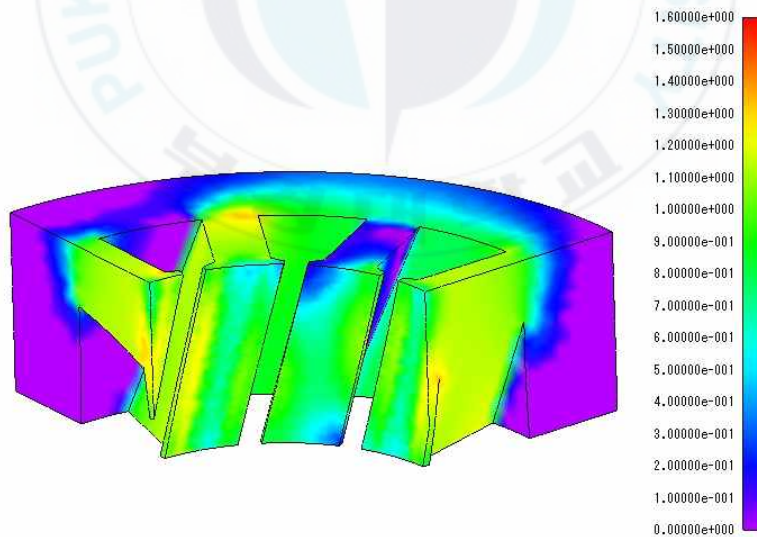


그림 16. 스큐를 갖는 SPMSM의 고정자

제 6 장 결 론

동기전동기는 교류 전력 공급 시스템에서 진상 또는 지상 무효 전류를 공급할 수 있고 산업계에서 일정 속도가 필요한 곳에서 주로 사용된다. 그리고 SPMSM은 권선형 동기전동기에 비해서 효율이 좋으므로 많이 사용되고 있다. 하지만 슬롯과 영구자석에 의한 코깅 토크가 발생하기 때문에 토크에 리플이 발생하게 되고 정밀한 속도제어를 위해서는 코깅 토크를 저감시켜야 한다. 코깅 토크를 줄이기 위한 방법은 극 당 슬롯수를 정수가 되게 슬롯 개수를 정하기도 하고 슬롯 혹은 영구자석을 스큐를 주어서 코깅 토크의 크기를 줄이기도 한다.

본 논문에서는 고정자 슬롯에 스큐를 갖는 소형 SPMSM의 3차원 해석을 통한 코깅 토크의 특성을 해석하였다. 해석시간을 단축하기 위해서 전체 모델의 1/4부분을 선택하였고 반주기 경계조건으로 3차원 해석을 하였다. 고정자 슬롯의 스큐 각도는 15° 로 하였으며 1800[rpm]으로 회전할 때 발생하는 코깅 토크의 특성을 해석하였다. 특성해석 결과 스큐를 갖는 모델이 스큐를 갖지 않는 모델보다 50%정도 감소된 코깅 토크를 발생하였으며, 각 모델의 고정자에 발생하는 자속밀도를 검토한 결과 스큐를 갖는 모델의 자속밀도의 크기가 조금 감소됨을 확인 할 수 있었다. 코깅 토크의 감소로 인하여 스큐를 갖는 모델을 서보용으로 사용할 경우 스큐를 갖기 전 보다 성능이 개선될 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] E.S. Hamdi, Design of small electrical machines, John Willey & Sons, 1994.
- [2] 한문규, 영구자석 유도동기전동기의 특성해석 및 시제품에의 응용 “ 대한전기학회 하계학술대회 논문집, A권, pp. 324-326, 1999.
- [3] E.Richter, T.W.Neumann, "Line start permanent motors with different materials", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG20, No. 5, pp. 1762-1764, 1984.
- [4] S.Yamamoto, T.Ara, S.Oda, K.Matsuse, "Prediction of starting performance of PM motor by DC decay testing method", IEEE Trans. on industry application, Vol. 36, No.4, pp. 1053-1060, 2000.
- [5] T.J.E. Miller, T.W. Neumann, E.Richter, "A permanent magnet excited high efficiency synchronous motor with line start capability", IEE-IAS Annual Meeting, Mexico City, 1983.
- [6] V.B. Honsinger, "Performance of polyphase permanent magnet machines", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4, pp. 1510-1516, 1980.
- [7] E.Richter, T.J.E. Miller, T.W. Neumann, T.L. Hudson " The ferrite permanent magnet AC motor - a technical and economical assessment", IEEE-IAS Annual Meeting. Chicago, 1984.
- [8] T.J.E. Miller, "Single-phase permanent motor analysis", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 651-658, 1985.
- [9] A.M. Osheiba, M.A. Rahman, "Performance of line-start single phase permanent synchronous motors", IEEE_IAS Annual Meeting, 1987.

- [10] Piriou, F., Raz, A., "Simulation of electromagnetic systems by coupling of magnetic and electric equations", Mathematics and Computer in Simulation, No. 31, pp. 189-194, 1989.
- [11] Preston, T.W. Reece, A.B.J., Sangha, P.S., "Induction motor analysis by time-stepping technique", IEEE Trans. on Magnetism, Vol. 24, No. 1, pp. 471-474, 1988.
- [12] K.J. Binns, W.R. Barnard, M.A. Jabbar, "Hybrid permanent magnet synchronous motor", IEE Proceedings, Vol. 125, No. 3, pp. 203-208, 1978.
- [13] V.B. Honsinger, "Permanent magnet machines: Asynchronous operation", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4, pp. 1503-1509, 1980
- [14] K.J. Binns and M.A. Jabbar, "High field self-starting permanent magnet synchronous motor", IEE Proceedings, No. 2, pp. 157-160, 1981.
- [15] S. Williamson and A.M. Knight, "Performance of skewed single phase line-start permanent magnet motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 3, pp. 577-582, 1999.
- [16] C.M. Stephens, G.B. Kliman, J. Boyd, "A line-start permanent magnet motor with gentle starting behaviour", IEEE Industry Applications Society Annual Conference. St. Louis, Vol. 1, pp. 371-379, 1998.
- [17] G.B. Kliman, M.A. Preston, D.W. Jones, "Permanent Magnet Line Start Motor Having Magnets Outside the Starting Cage", U.S. Patent 5,548,172, 1996.

- [18] A.Levran and E.Levi, "Design of polyphase motors with PM Excitation", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-20, No. 3, pp. 507-515, 1984.
- [19] V.B. Honsinger, "The fields and parameters of interior type permanent magnet machines", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, No. 4, pp. 867-875, 1982.
- [20] T.M. Jahns, "Flux weakening region operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 23, pp. 681-689, 1987.
- [21] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Variable speed drive system of interior permanent magnet synchronous motors for constant power operation", Proceeding PCC-Yokohama, pp. 402-407, 1993.
- [22] M. Sanada, S. Morimoto and Y. Takeda, "Design and analysis of permanent magnet linear synchronous motor for wide speed operation", Proceeding 1st International Symposium Linear Drive Industry Applications, pp. 171-174, 1995.
- [23] T. Li and G. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 6, pp. 2901-2903-1988.
- [24] Y. Kawase, T. Yamaguchi and Y. Hayashi, "Analysis of Cogging Torque of Permanent Magnet Motor by 3-D Finite Element Method", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 3, pp. 2044-2047, 1995.
- [25] 임달호, *전기계의 유한요소법*, 동명사, 1992

Skew를 갖는 소형 SPMSM의 3次元 有限要素解析

趙 顯 珉

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

3상 동기전동기는 교류 전력 공급 시스템에서 진상 또는 지상 무효 전류를 공급할 수 있고 산업계에서 일정 속도가 필요한 곳에서 주로 사용된다. 그리고 SPMSM은 권선형 동기전동기에 비해서 효율이 좋으므로 많이 사용되고 있다. 하지만 슬롯과 영구자석에 의한 코깅 토크가 발생하기 때문에 토크에 리플이 발생하게 되고 정밀한 속도제어를 위해서는 코깅 토크를 저감시켜야 한다. 코깅 토크를 줄이기 위한 방법은 극 당 슬롯수를 정수가 되게 슬롯 개수를 정하기도 하고 슬롯 혹은 영구자석을 스큐를 주어서 코깅 토크의 크기를 줄이기도 한다.

본 논문에서는 고정자 슬롯에 스큐를 갖는 소형 SPMSM의 3차원 해석을 통한 코깅 토크의 특성을 해석하였다. 해석시간을 단축하기 위해서 전체 모델의 1/4부분을 선택하였고 반주기 경계조건으로 3차원 해석을 하였다. 고정자 슬롯의 스큐 각도는 15° 로 하였으며 1800[rpm]으로 회전할 때 발생하는 코깅 토크의 특성을 해석하였다. 특성해석 결과 스큐를 갖는 모델이 스큐를 갖지 않는 모델보다 50%정도 감소된 코깅 토크를 발생하였으며, 각 모델의 고정자에 발생하는 자속밀도를 검토한 결과 스큐를 갖는 모델의 자속밀도의 크기가 조금 감소됨을 확인 할 수 있었다.