

# 등가자기회로법을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기의 스큐해석

論 文
55B-3-1

## Skew Analysis of Synchronous Reluctance Motor Using Equivalent Magnetic Circuit Method

安 浚 善\* · 任 承 彬\* · 金 솔\*\* · 林 盛 曄\* · 權 三 榮\* · 李 柱†  
(Joonseon Ahn · Seung-Bin Lim · Sol Kim · Seong-Yeop Lim · Sam-Young Kwon · Ju Lee)

**Abstract** - This paper presents characteristics analysis of skewed Synchronous Reluctance Motor using equivalent magnetic circuit and compares with the result of Finite Element Method. Torque ripple must be reduced, because it is producing noise and vibration. There is many kinds of method to reduce torque ripple, but generally we apply skewing stator or rotor. The 2D Finite Element Method(FEM) or 3D FEM is used to analyze the motor, since skew influence the average torque in the motor. However, the FEM takes much time in spite of the advanced computer and numerical technique. This paper will analyze characteristics of skewed synchronous reluctance motor using equivalent magnetic circuit.

**Key Words** : Synchronous Reluctance Motor, Skew Analysis, Equivalent Magnetic Circuit Method

### 1. 서 론

동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM)는 회전자의 돌극 구조로 인한 릴럭턴스 토오크가 발생하는 전동기로서 고정자는 유도전동기와 동일한 3상의 정현파 구조를 가지며 회전자의 구조가 간단하여 고속 또는 장시간 운전이 가능하다. 동기형 릴럭턴스 전동기는 토오크가  $d$ 축과  $q$ 축 인덕턴스의 차에 비례하게 되어 전동기의 성능에 중요한 변수가 되므로 회전자의 구조를 최적화 하여 인덕턴스의 차를 극대화 시키는 연구가 진행되고 있다[1]. 동기형 릴럭턴스 전동기의 토오크와 역률에 인덕턴스 차( $L_d-L_q$ )와 인덕턴스 비(돌극비,  $L_d/L_q$ )는 각각에 비례하는 요소이다. 이것에 영향을 주는  $d$ 축과  $q$ 축의 인덕턴스에서 큰  $d$ 축 인덕턴스를 얻기 위해서는  $d$ 축 자속이 전체 극 표면을 따라 흘러야 하고,  $q$ 축 인덕턴스를 최소화하기 위해  $q$ 축 자속은 적게 흘러야 한다. 이와 같은 특성을 해석하기 위해서는 자기적 포화를 고려할 수 있는 유한 요소 해석과 같은 수치해석 방법이 필요하다. 또한 동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM)는 고정자 슬롯의 영향으로 인해 고조파를 포함한 공극 기자력이 인가되기 때문에 유도전동기에 비해 비교적 토오크 리플이 많이 발생한다.

이러한 토오크 리플을 저감시키기 위한 방법으로 제작의 용이성과 경제성을 고려해 고정자 또는 회전자에 스큐(skew) 적용하는 방법을 많이 이용하고 있다. 스큐가 적용된 모델을 해석하기 위해서는 축 방향으로 유한개의 조각으로 나누어 다수의 2차원 유한 요소 해석을 수행하거나 3차원 모델링을 이용한 3차원 유한 요소 해석을 해야 한다. 하지만 다수의 2차원 또는 3차원 유한 요소 해석은 시간이 많이 소요되는 단점이 있고 동기형 릴럭턴스 전동기와 같이 형상이 복잡한 경우, 자기적 포화를 계산하기 위해 비선형 반복 계산을 하므로 더 많은 시간이 소요된다.

따라서 스큐(skew)가 적용된 동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM) 설계와 해석에 있어 시간이 많이 소요되는 단점을 극복하기 위한 방법으로 스큐(skew)가 적용된 모델을 유한개의 축방향 조각으로 나누어 각각의 조각에 대한 자기회로를 구성하고 회로계산을 통해 인덕턴스를 구하여 토오크를 계산하는 자기회로법을 적용하였다[2]. 해석 및 설계에 있어 자기회로를 이용하면 자기포화 현상과 같은 비선형 적인부분을 고려하기 힘들기 때문에 정확도 면에서 유한 요소 해석보다 떨어지지만, 최적화 설계와 같은 여러 번 반복 수행하여 설계를 할 경우 유한 요소 해석 보다 그 효율성이 높다고 할 수 있다.

본 논문에서는 회전자에 스큐가 적용된 동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM)의 인덕턴스와 토크를 자기회로를 이용하여 계산하고 자기회로의 검증을 위해 유한 요소 해석의 결과와 비교하였다.

† 교신저자, 正 會 員 : 漢陽大 電氣生體工學部 副教授 · 工博  
E-mail : julee@hanyang.ac.kr

\* 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程

\*\* 正 會 員 : 유한대학 전기정보과 전임강사 · 공박

接受日字 : 2005年 7月 15日

最終完了 : 2006年 1月 13日

## 2. 동기형 릴럭턴스 전동기의 구조와 수학적 모델링

### 2.1 동기형 릴럭턴스 전동기의 구조

그림 1은 동기형 릴럭턴스 전동기의 대표적인 형태인 세그먼트형으로 유도전동기의 회전자와 같이 코어를 편칭하여 길이 방향으로 적층한 것이다. 자기적 돌극을 위한 자속장벽은 절연물로 채워지거나 비어있다. 자속장벽에 공기만을 이용하는 경우 유도전동기의 회전자에서 사용되는 다이캐스팅 공정이 필요가 없게 되어 제조 공정이 훨씬 간단해지는 반면 기계적 강성이 떨어지는 단점이 있다. 반면 자속장벽 내에 절연물질이나 비자성 재질로 채울 경우 기계적 강성이 올라가고, 자속장벽을 가로지르는 누설자속을 막아 자속밀도를 높일 수 있으나 제조공정이 복잡해지므로 가격상승의 문제점을 갖는다.

그림에서 d축은 고정자 자속이 최대로 흐를 수 있어 인덕턴스가 최대로 되는 위치이며, q축은 d축과 전기각으로 90°에 위치하고 고정자 자속이 최소로 흐르므로 인덕턴스가 최소로 된다. d축의 자료를 보면 등가적인 공극은 기계적인 공극밖에 존재하지 않지만 q축에서의 자료는 등가적인 공극이 매우 크게 된다. 특히, 세그먼트형은 단편간의 기계적인 유지를 위하여 리브(Rib)가 존재하게 되고, 리브를 통하여 축자속의 경로가 존재하여 돌극비가 낮아지고 토크 성능이 낮아진다. 리브의 크기를 누설을 억제하기 위해 가능한 한 작게 설계하여 약간의 자속에 포화되어 등가적인 공극이 되도록 하여 토크 성능의 저하를 최소화할 수 있다.

### 2.2 수학적 모델링

동기형 릴럭턴스 전동기는 돌극 구조로 되어 있고, 일반적인 영구자석형 동기 전동기와 같이 회전자에 전류가 흐르지 않으므로, 고정자 측에 대한 전압 방정식만 고려하면 된다. 실제의 회전자의 표면에는 자속의 고조파에 의한 와류(eddy current)가 존재하고, 이에 따른 추가적인 손실이 발생하게 된다[5][6]. 여기서 회전자는 손실이 없는 이상적인 모델을 가정한다.

그림 2는 2극 3상 Y결선된 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가 모델로 권선 분포는 이상적인 정현파로 가정하였다. 각 권선의 전류에 의한 기자력 축은  $a^s, b^s, c^s$  이고, 회전자는  $d^r, q^r$  축으로 나타내어 있고,  $a^s$  축을 기준으로 반시계 방향으로  $d^r$  축과의 각을  $\theta_r$  로 정의한다. 고정자 각 상을 쇠교하는 자속을  $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$  라 하면 고정자의 3상 전압방정식은 다음 식 (1)과 같다.

$$\vec{v}_{dc}^s(t) = r_s \vec{i}_{dc}^s(t) + \frac{d\lambda_{dc}^s(t)}{dt} \quad (1)$$

여기서,

$$\vec{v}_{dc}^s(t) = [v_a^s \ v_b^s \ v_c^s]^T,$$

$$\vec{i}_{dc}^s(t) = [i_a^s \ i_b^s \ i_c^s]^T,$$

$$\vec{\lambda}_{dc}^s(t) = [\lambda_a^s \ \lambda_b^s \ \lambda_c^s]^T$$

이다.

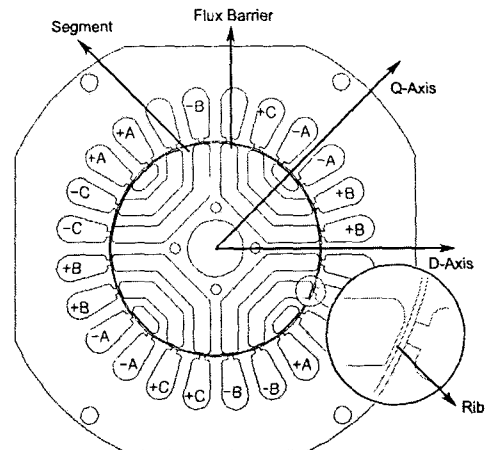


그림 1 세그먼트형 동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자 단면도

Fig. 1 The rotor cross section of a segment type synchronous reluctance motor (4-pole model)

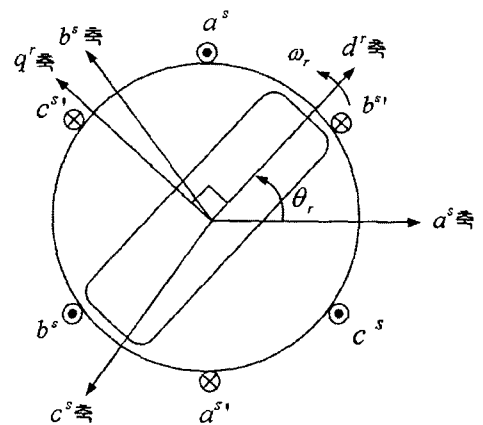


그림 2 2극 3상 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가모델

Fig. 2 Equivalent model of two pole, three phase synchronous reluctance motor

동기형 릴럭턴스 전동기의 과도상태를 관찰하기 위해서는 식 (1)의 전압방정식을 이용하여 미분 방정식을 풀어야 하는데, 전동기의 인덕턴스가 회전자의 위치에 따른 함수이므로 비선형 상미분 연립방정식을 해석해야하는 어려운 점이 있다. 2상 정좌표계의 전압방정식은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^s \\ \dot{i}_q^s \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서

$$[L] = \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix}$$

가 되며,

$$L^s = \frac{L_d + L_a}{2}, \quad L_0^s = \frac{L_d - L_a}{2},$$

$$L_d=L_k+L_{md}, L_q=L_k+L_{mq}$$

$$L_{md}=\frac{3}{2}(L_0+L_2), L_{mq}=\frac{3}{2}(L_0-L_2)$$

$L_{md}$ : d축 자화 인덕턴스,  $L_{mq}$ : q축 자화 인덕턴스,

$L_d$ : d축 인덕턴스,  $L_q$ : q축 인덕턴스,

$L_k$ : 고정자 누설 인덕턴스

이다.

2상 정자 좌표계  $d^s-q^s$ 로 변환한 식 (2)에서도 3상 정자 좌표계와 같이 행렬 항은 회전자 위치와 관련 함수로 나타난다. 동기형 릴럭턴스 전동기는 회전자가 동기속도로 회전하므로 전압방정식을 동기좌표계로 표현할 수 있다. 변환 행렬을 이용하여 좌표계간의 전압관계를 표현하면 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{d'}^r = \begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,  $\omega_r$ 은  $\frac{d\theta}{dt}$  [rad/sec]이며 전기 각속도를 나타내며 상저항은 3상의 경우와 동일한 값을 갖는다. 식 (3)을 스칼라의 형태로 표현하면 식 (4)와 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$v_d^r = r_s i_d^r + L_d \frac{d}{dt} i_d^r - \omega_r L_q i_q^r \quad (4)$$

$$v_q^r = r_s i_q^r + L_q \frac{d}{dt} i_q^r + \omega_r L_d i_d^r \quad (5)$$

식 (4)과 식 (5)로부터 정상 상태에서 전류 미분항을 영(zero)으로 하면 d, q축 전류는 식(6)과 식(7)과 같다.

$$i_d^r = \frac{\omega_r L_q v_q^r + r_s v_d^r}{r_s^2 + \omega_r^2 L_d L_q} \quad (6)$$

$$i_q^r = \frac{-\omega_r L_d v_d^r + r_s v_q^r}{r_s^2 + \omega_r^2 L_d L_q} \quad (7)$$

전동기의 모델링에서 또 다른 중요한 부분은 발생 토크이다. 토크는 쇄교 자속과 전류의 상호 작용으로 발생하며 식(8)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r) \quad (8)$$

여기서 P는 극수를 나타내며,  $\lambda_d^r$ 는 d축 쇄교자속,  $\lambda_q^r$ 는 q축 쇄교자속을 나타낸다.

정상 상태의 토크를 d, q축 전류 및 입력 전류의 항으로 나타내면 각각 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \\ = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \frac{\sin 2\theta_i}{2} \quad (9)$$

여기서  $\theta_i$ 는 전류벡터  $i_s^r$ 와 d축 전류성분 사이의 전류각이다. 식 (9)에서 알 수 있듯이 토크는 전류의 제곱과  $\sin 2\theta_i$ 에 비례한다.

### 3. 자기회로를 이용한 전동기의 특성 해석

#### 3.1 회전자의 일반적인 형상과 인덕턴스의 계산

동기형 릴럭턴스 전동기의 원리와 설계는 1900년 초기에 그 기틀이 마련되었으나, 초기 기동이 어려워 기동을 위해 회전자에 댐퍼(damper)권선을 설치하여 성능의 저하를 초래, 전동기는 거의 관심을 끌지 못했다. 전력전자 기술이 급속히 진보한 1960년대 이후 자체적인 초기 기동이 가능하게 되어 새로운 관심을 받게 되었고, 전동기가 가진 장점을 극대화 하려는 여러 가지 설계 방법과 기술이 현재도 연구되고 있다.

동기형 릴럭턴스 전동기의 성능에 가장 중요한 변수는 d, q축의 인덕턴스이다. d축의 인덕턴스는 크게 q축의 인덕턴스는 적게 하기 위해 여러 가지 형상의 회전자들이 설계되었다. Vagati[10]가 제안한 단편형(segment type) 구조는 단순하고 견고한 구조이며, 회전자에 스큐(Skew) 시행이 용이하며, Fratta[9]와의 연구에서와 같이 자속장벽의 개수를 제한하여 고조파 철손을 줄일 수 있는 형태이다. 반면에, 축방향 성층형(ALA)구조의 전동기는 인덕턴스 차를 극대화시킬 수 있다는 점에서 단편형 보다 우수하지만 제작공정이 복잡하고 양산성이 떨어져 실제 산업용으로 사용하지 않는다. 따라서 본 논문에서는 Vagati가 제시한 단편형으로 설계를 수행하였다.

회전자 형상을 설계할 때 효율과 토크에 비례하는 d, q축 인덕턴스 비와 차를 크게 하기 위해 다음과 같은 일반적 조건을 만족하도록 해야 한다.

- 자화 인덕턴스를 충분히 얻기 위해서 d축 자속은 전체 극 표면을 따라 흘러야만 한다.
- q축 인덕턴스를 최소화하기 위해서 q축 자속은 적게 흘러야만 한다.

##### 3.1.1 d축과 q축 자화 인덕턴스

고정자는 이상적(slotless)인 구조이고, 순수한 정현파 기자력이 인가된다고 가정하고, 철심에서의 기자력 강하를 무시하면 고정자에 인가된 정현파 기자력은 d와 q축 성분으로 나눌 수 있다.

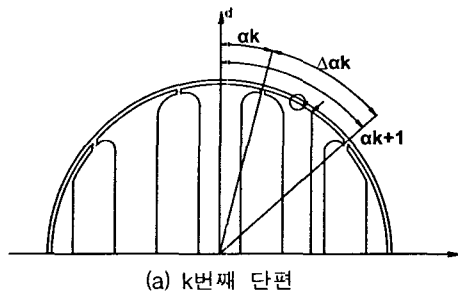
d축 성분만 인가되었을 때 d축의 자화 인덕턴스는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $\alpha$ 는 d축으로부터 측정된 전기각이다.

상수 c는 형상(권선의 배열 또는 극수 P와 같은)에 영향을 받는 변수고, 여기서 P=2로 계산한다.

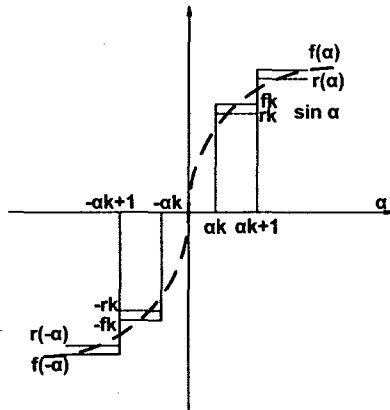
$$L_{md} = c \left( \frac{2}{P} \int_{-\frac{P\pi}{2}}^{\frac{P\pi}{2}} \cos^2 \alpha d\alpha \right) = c \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2 \alpha d\alpha = c\pi \quad (10)$$

반면, q축 성분만 인가되었을 경우 회전자의 각 단편은 각각 크기가 다른 기자력이 인가되며, 중앙 단편의 기자력은 영(zero)이다.

그림 3에서 k 번째 단편은 각(角)  $\alpha_k$   $\alpha_{k+1}$  사이의 단편으로 정의 된다.



(a) k번째 단편



(b) k번째 기자력

그림 3 k 번째 단편과 기자력

Fig. 3 k-th segment and MMF

단위 q축 기자력  $\sin(a)$ 가 인가되어질 때, k 번째 단편의 인가된 기자력의 평균값은  $f_k$ 이고, 공극의 기자력 강하로 인해 그보다 약간 작은 회전자의 반작용 포텐셜(rotor reaction potential)은  $r_k$ 이다.

실제로 각 단편에서 q축의 자속은 두 종류로 구별될 수 있다.

- 공극으로부터 단편을 통해 흘러 그와 인접한 단편으로 흐르는 자속
- 각 단편의 끝으로 순환하는 자속

회전자 단편이 각각 독립적으로 존재한다고 가정하면 전체 회전자 기자력은 계단 함수  $r(a)$ 로 나타낼 수 있다. 그리고 계단 함수  $f(a)$ 는 고정자에서 발생한 정현파 기자력을 각 단편에서의 평균값으로 나타낸 것이다. 위의 정의로부터, q축의 자화 인덕턴스  $L_m$ 는 두 성분  $L_{ca}$ (circulating, 순환 자속)와  $L_{fa}$ (flow through, 단편을 통해 흐르는 자속)로 나누어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_m = L_{ca} + L_{fa} \tag{11}$$

$$L_{ca} = c \int_{-\pi}^{\pi} \sin a [\sin a - f(a)] da \tag{12}$$

$$L_{fa} = c \int_{-\pi}^{\pi} \sin a [f(a) - r(a)] da \tag{13}$$

3.1.2 순환 성분(The circulating component)

순환 성분  $L_{ca}$ 를 고려하면 식 (12)는 식(15)에 주어진  $f_k$ 의 정의에 의해 식 (14)처럼 각 단편들 전부에 대해 적분

하여 인덕턴스를 구할 수 있다. 식 (14)에서의 적분은 대칭을 고려하면 극의 반만 계산 하여도 동일한 결과를 얻을 수 있다. d축과 일치하는 중앙의 단편의 포텐셜은 영이고 실제 자속이 흐르지 않으므로 고려되지 않는다.

$$L_{ca} = 4c \sum_k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin a [\sin a - f_k] da \tag{14}$$

$$f_k = \frac{1}{\Delta \alpha_k} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin a da = \frac{\cos \alpha_k - \cos \alpha_{k+1}}{\alpha_{k+1} - \alpha_k} \tag{15}$$

식 (14)와 (10)로부터  $L_{ca}/L_{md}$  비에 대한 식을 쉽게 구할 수 있다. 이 식은 공극이 전체 원주 주위를 따라 일정, 즉 슬롯이 없다고 가정했을 때 만 성립한다. 만약 그렇지 않다면 식 (16)을 수정하여 계산을 근사적으로 수행할 수 있다. 각 단편의  $\Delta \alpha_k$  범위가 정의 된다면,  $L_{ca}/L_{md}$  비를 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{L_{ca}}{L_{md}} = 1 - 4 \sum_k f_k^2 \Delta \alpha_k \tag{16}$$

단편의 수가 증가하면 각 단편의 포텐셜이 감소하여  $L_{ca}/L_{md}$  비가 감소한다. 이 비율은 축방향 성층형의 회전자 구조( $ns \rightarrow \infty$ )일 때는 영이 된다.

3.1.3 통과 성분 (Flow-through component)

q축 자화 인덕턴스의 통과 성분은 식(21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{L_{fa}}{L_{md}} = \frac{4}{\pi} \sum_k f_k (f_k - r_k) \Delta \alpha_k \tag{21}$$

그러나, 식 (17)은 식 (16)에서처럼 직접적으로 구할 수 없기 때문에 회전자의 반작용 포텐셜(rotor reaction potential)  $r_k$ 를 먼저 구해야 한다.

$r_k$ 는 그림 4에서처럼 회전자의 각 단편들의 자기등가회로를 정의하고 회로를 계산하여 그 값을 구할 수 있다.

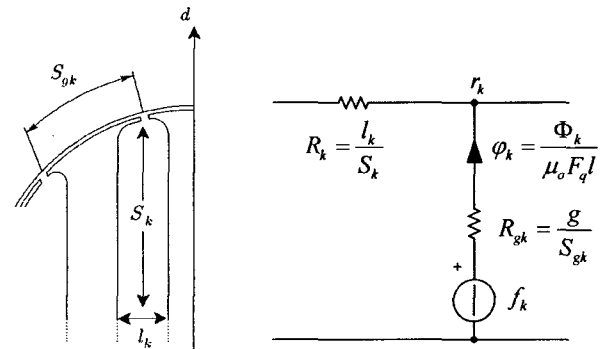


그림 4 k번째 회전자 단편의 등가 자기 회로  
Fig. 4 Equivalent magnetic circuit of the k-th segment

여기서 g는 공극의 길이,  $S_{gk}$ 는 k 번째 공극과 맞닿아 있는 단편의 끝부분 표면적이고,  $l_k$ 는 인접한 자속장벽의 두께,  $S_k$ 는 자속장벽의 단면적을  $F_q$ 는 q축 기자력의 최대값,  $l$ 은 회전자 축방향 길이를 나타내고 있다. 이 등가 단면적  $S_k$ 는 그림에서처럼 공극 방향으로 갈수록 작아지므로 등가 단면적  $S_k$ 는 실제 길이보다 더 길다.

3.2 스큐가 적용된 회전자의 자기회로

유도전동기의 고정자와 동일한 동기형 릴럭턴스 전동기에서 고정자 슬롯의 영향으로 인해 공극에 인가되는 기자력은 정현적 분포가 아닌 고조파를 포함한 기자력이 인가된다. 고조파를 포함한 기자력은 토오크 리플을 발생하여 전동기에서 진동과 소음을 유발한다. 이러한, 고조파의 영향을 줄이기 위한 대표적인 방법 중의 하나로 고정자 혹은 회전자에 스큐(skew)를 적용시켜 전동기의 진동과 소음을 발생시키는 토오크 리플을 저감 할 수 있으며 실제 산업계에서도 널리 사용되고 있다. 스큐는 고정자 또는 회전자 어느 쪽도 가능하지만 제작상의 문제 때문에 대부분 회전자를 스큐시킨다. 회전자를 스큐 시킨 모델은 축방향으로 물리적인 특성이 일정하지 않기 때문에 3차원 유한 요소 해석을 시행하거나, 3차원적인 효과를 2차원 유한 요소 법으로 해석하기 위해 회전자를 축 방향으로 유한개의 단편으로 나누어 각각의 단편을 해석하여 합하는 근사적인 해석방법으로 특성을 해석해야 한다. 하지만, 두 방법 모두 해석시간이 많이 소요되는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 해석시간이 많이 소요되는 기존의 방법과는 달리 스큐를 적용한 회전자를 일정 각도로 나누어 각 조각에 대한 자기회로를 정의하고 각각의 자기회로 계산 통해 얻은 인덕턴스를 이용하여 토오크를 계산하였다. 또한, 2차원 유한 요소 해석에서의 근사적인 방법과 비교하여 자기회로의 정확성을 확인하였다.

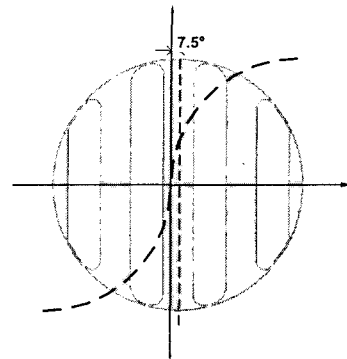
회전자를 스큐한 경우에는 공극의 기자력 분포에는 변화가 없으므로  $L_{md}$ 는 영향을 거의 받지 않는다. 그러나  $L_a$ 와  $L_h$ 는 스큐에 따른 회전자 각 단편의 기자력이 스큐각도에 따라 다르기 때문에 각 단편마다 기자력을 고려한 자기회로를 이용한 계산이 필요하다.

3.2.1 스큐(skew)각도 0° 에서의 자기회로

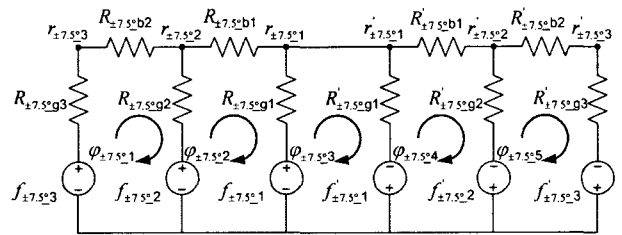
한 슬롯 피치(전기각 30°) 만큼의 스큐를 적용한 회전자에 대한 자기회로를 구성하기 위해 회전자를 5등분 하였다. 그림 5에서는 회전자에 스큐를 적용함에 있어서 기준이 되는 회전자 중심인 스큐각도 0° 에서의 회전자와 기자력 분포 그에 따른 회전자 자기회로를 보여주고 있다. 이때, q축 성분만 인가 시에 중심 단편의 기자력은 단편의 중앙을 기준으로 크기는 같고 방향이 서로 반대인 기자력이 분포되어 있기 때문에 중심단편에서의 기자력의 합은 0이 된다. 또한, 중심이외의 단편에서만 크기가 다른 기자력이 인가되므로 다음의 4개의 기자력을 포함한 자기회로가 구성된다.

3.2.2 스큐(skew)각도 ±7.5° 에서의 자기회로

스큐(skew)가 적용된 회전자의 자기회로를 구성하기 위해 회전자를 ±7.5° 회전시킨 후 회전자 자기회로를 구성하였다. 그림 6에서는 0도의 자기회로와는 달리 기자력이 6개로 증가함을 볼 수 있다. 이는 그림 7. (a)에서와 같이 중심 단편에서의 기자력 분포가 0도 일 때와는 달리 대칭성을 갖지 못하기 때문에 중심단편의 좌우에 각각 크기가 다른 기자력이 존재하게 된다. 따라서 모든 단편에서 기자력 성분이 존재하므로 이들 모두를 고려한 회전자 자기회로를 구성해야 한다.



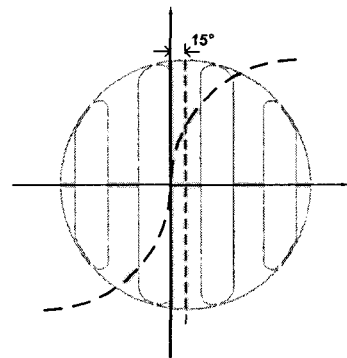
(a) ±7.5°에서의 단면과 기자력 분포



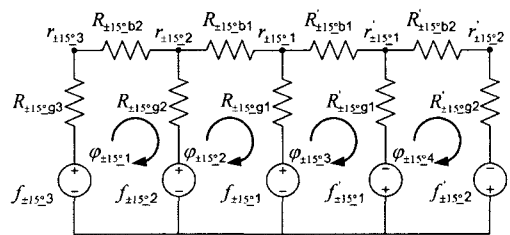
(b) ±7.5°에서의 자기회로

그림 6 스큐각 ±7.5°에서의 회전자 단면과 자기회로

Fig. 6 Cross section and magnetic circuit of skewed angle ±7.5°



(a) ±15°에서의 단면과 기자력 분포



(b) ±15°에서의 자기회로

그림 7 스큐각 ±15°에서의 회전자 단면과 자기회로

Fig. 7 Cross section and magnetic circuit of skewed angle ±15°

3.2.3 스큐(skew)각도 ±15° 에서의 자기회로

회전자의 ±15° 회전시 중심단편에서의 기자력 분포와 회전자의 자기회로를 그림 7에서 볼 수 있다. 중심단편에서의 기자력은 회전자가 15°회전함에 따라 ±7.5°와는 달리 한쪽 방향의 기자력만 존재하게 된다. 따라서 자기회로 구성

시 중심단편의 기자력이 2개로 나누어지지 않고 하나의 기자력만으로 표현이 가능하기 때문에 회전자의  $\pm 15^\circ$  회전에 대한 회전자의 자기회로는 5개의 기자력이 포함된 형태로 구성된다.

본 논문에서 고려한 모델은 슬롯 피치가 전기각  $30^\circ$  이므로 축 방향으로 나뉜 조각 중 가운데 조각을  $0^\circ$  라고 했을 때, 각각의 슬라이스는 그림에서와 같이 나타낼 수 있다. 각 회전각도에 따른 회전자의 자기회로는  $\theta = -7.5, 0, 7.5^\circ$  인 경우와  $\theta = -15, 15^\circ$  의 경우 회로의 형태가 유사하고 회로 성분 중 기자력과 릴럭턴스 값만 다르므로, 실제 자기회로방정식을 계산 할 시에는, 2개의 회로방정식을 세우고 각 회로에서 변경된 성분들의 값을 계산하여 대입하면 각각에 회로에 대해 반복 계산을 통해 인덕턴스를 쉽게 구할 수 있다.

4. 해석 모델과 시뮬레이션 결과

4.1 해석 모델

본 논문에서 제안한 등가 자기 회로를 적용하기 위한 연 구된 전동기의 주요 치수 및 사양은 표 1과 같다.

회전자의 자속 장벽 수는 철손을 최소화 하기위해 2개로 선정하였다. 단편형 회전자 구조의 동기형 릴럭턴스 전동기는 단편들을 기계적으로 고정시키는 역할을 하는 리브(rib)가 회전자에 있다. 리브는 q축 자속이 흐를 수 있는 통로를 형성하게 되고 그로인해 q축의 인덕턴스가 증가하게 되므로 인덕턴스 차와 인덕턴스 비가 감소하여 전동기 성능이 저하된다. 따라서 리브의 폭을 최소화하는 것이 설계에 중요한 요소가 되지만, 리브는 제조 가공 공정상 줄일 수 있는 한계가 있고, 고속운전 시 단편에 가해지는 원심력에 의하여 구조적으로 리브가 비산될 수 있는 문제점을 가지고 있어, 기계적 강성을 고려한 최소한의 두께를 가지도록 하였다. 그림 8에 해석 모델의 단면을 나타내었다.

4.2 시뮬레이션 결과

4.2.1 2차원 유한 요소 해석

유한 요소 해석은 The Japan Research Institute 의 JMAG-Studio 8.0을 이용하여 해석하였다. 그림 7의 모델을 2차원 유한 요소 해석 시행을 위해 요소분할 하였으며 질점 및 요소의 개수는 각각 5260, 9692개를 생성하였다. 3차원 적인 효과를 2차원 유한 요소 해석으로 고려하기 위해 전동기의 축방향으로 회전자를 5 등분하여  $-15^\circ, -7.5^\circ, 7.5^\circ, 15^\circ$  (전기각) 로 회전시켜 각각을 독립적으로 해석하였고, 그 결과들을 합하여 토오크 및 전류 등을 산출하였다. 그림 9는 스큐를 적용한 모델과 그렇지 않은 모델의 토오크를 비교하였다.

그림 9에서 비교한 바와 같이 스큐를 시행했을 경우 토오크 리플이 현저히 감소하는 것을 알 수 있다. 하지만 보고된 다른 전동기의 스큐시행 시와 동일하게 평균토오크는 감소하였는데, 본 논문에서 해석한 모델은 약 23% 정도 감소하였다.

표 1 해석 모델의 주요 치수 및 사양

Table 1 Specification of Synchronous Reluctance Motor

항 목	값	단위	항 목	값	단위
고정자 외경	126.2	mm	극수	4	Poles
회전자 외경	60.2	mm	상 수	3	Phase
자속 장벽 수	2	개	코일 턴수	68	회
리브 폭	0.3	mm	정격 전압	220	V
회전자의 적층길이	50	mm	정격 토크	0.6	Nm
공극길이	0.4	mm	상저항	2.95	$\Omega$

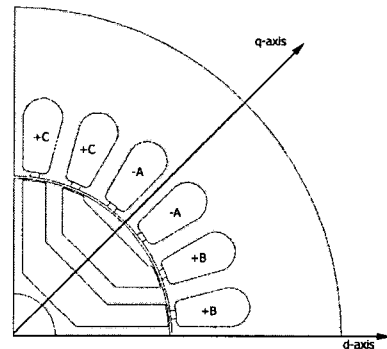
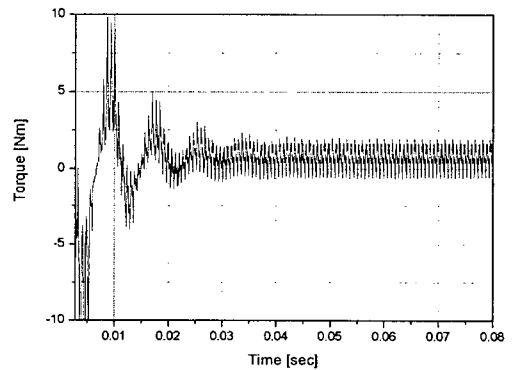
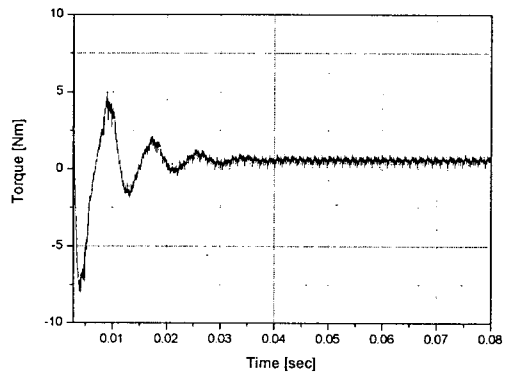


그림 8 해석 모델의 단면

Fig. 8 Cross section of analysis model



(a) 스큐를 하지 않은 경우



(b) 스큐를 시행한 경우

그림 9 토오크 파형

Fig. 9 Torque waveform

4.2.2 등가 자기 회로

그림 6, 7 에서와 같이 각각 가지의 릴럭턴스와 기자력을 구하여 회로 방정식을 도출하고 계산하였다.

계산 결과 앞서 서술한 바와 같이  $\theta = -7.5, 0, 7.5^\circ$  와  $\theta = -15, 15^\circ$  일 경우 같은 회로를 이용하고 기자력과 릴럭턴스만을 값을 바꿔 계산을 시행하였다.  $\theta = -7.5, 0, 7.5^\circ$  와  $\theta = -15, 15^\circ$  는 회로의 중심을 기준으로 기자력의 방향과 릴럭턴스의 위치가 다르고 그 값은 같으므로 인덕턴스의 결과 값은 동일하게 계산되었다. 인덕턴스 값과 토오르크를 계산한 결과는 표 2에 나타내었다. 표 2의 토오르크를 합한 값과 2차원 유한 요소 해석 결과 토오르크에 평균을 취한 값을 그림 11에 나타내었다. 각각 조각의 공간적인 기자력 축이 다르기 때문에 같은 인덕턴스 값을 갖는 조각에서의 토오르크의 크기가 기자력축의 영향으로 인해 다른 값을 가진다.

유한 요소 해석 평균 토오르크 값과 등가 자기 회로를 이용하여 계산된 토오르크를 비교 하였을 때 약 10.16% 정도 등가 자기 회로 결과가 더 크게 계산 되었다. 토오르크의 차이는 등가 자기 회로를 구성하여 인덕턴스를 계산하기 위해 가정 한 철심의 기자력 강하를 무시하였기 때문에 철심의 손실 부분을 고려하지 못하였고, 유한 요소 해석에서는 슬롯이 포함되어 있지만 등가 자기 회로에서는 계산의 편의를 위해 슬롯 누설을 무시하였기 때문에 결과 토오르크 값의 차이가 발생하였다. 그러나, 많은 가정을 통한 단순화된 모델에서의 계산에도 불구하고 아주 큰 차이는 발생하지 않아 실제 많은 반복 계산 필요한 전동기의 설계 시 유용한 도구가 될 수 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 동기형 릴럭턴스 전동기의 3차원 효과를 가지는 스큐 특성 해석 시 이차원 유한 요소 해석과 스큐를 고려한 등가 자기 회로를 이용한 토오르크의 계산을 하였다. 스큐 특성을 등가 자기 회로로 구현하기 위해 축방향으로 유한개의 조각으로 나누어 각각의 등가회로를 정의하고 회로 방정식을 세워 인덕턴스를 구하였고, 계산된 인덕턴스 값을 이용 토오르크를 계산하여 이차원 유한 요소 해석과 비교 하였다. 이로부터 각 조각의 토오르크의 합과 유한 요소 해석의 평균 토오르크 값이 큰 오차를 가지지 않음을 확인 할 수 있었다.

3차원 효과를 고려하기 위해 이차원 유한 요소 해석에서 사용된 방법이 등가 자기 회로를 통하여 유사하게 구현이 가능함을 알 수 있었고, 결과 역시 비교적 정확한 자기 등가 회로를 구성하였음을 확인 할 수 있었으며, 철심의 포화 현상을 고려한다면 수 % 이내의 정확한 결과를 도출 할 수 있을 것이다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 중점추진 과제인 신·재생에너지 발전의 계통연계 기초기술개발 연구 (과제 번호 : R-2004-B-125)의 지원으로 수행된 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

표 2  $k_{di} = 1 - \frac{L_{ca}}{L_{md}} - \frac{L_{fa}}{L_{md}}$  의 계산 결과

Table 2 Calculation result of  $k_{di} = 1 - \frac{L_{ca}}{L_{md}} - \frac{L_{fa}}{L_{md}}$

회전각(°)	$k_{di}$	Torque
$\theta = -15^\circ$	0.62	0.092
$\theta = -7.5^\circ$	0.65	0.117
$\theta = 0^\circ$	0.66	0.138
$\theta = 7.5^\circ$	0.65	0.153
$\theta = 15^\circ$	0.62	0.159

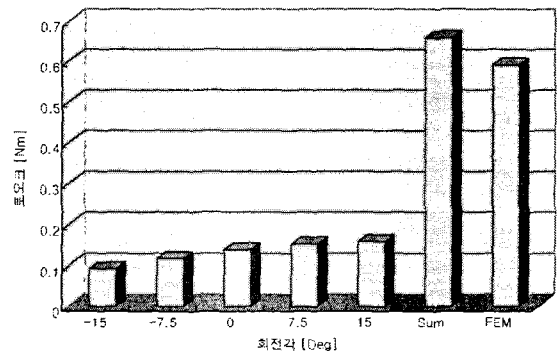


그림 11 결과 토오르크의 비교

Fig. 11 Comparison of result torque

참 고 문 헌

- [1] D.A.Staton, T.J.E.Miller, S.E.Wood, "Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor.", IEE Proceedings-B, Vol. 140, No.4, pp 249-259 July 1993
- [2] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "On the evolution of AC machines for spindle drive applications", Conf. Rec. of IEEE-IAS Annual Meeting, San Diego (USA), October 1989, pp.122-127
- [3] A. El-Antably and T. L. Hudson, "The Design and Steady-State Performance of a High-Efficiency Reluctance Motor," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 770~776, 1996.
- [4] I. Boldea, Z. X. Fu and S. A. Nasar, "Performance Evaluation of Axially-Laminated Anisotropic (ALA) Rotor Reluctance Synchronous Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, July/August, pp. 977~985, 1994.
- [5] D. Miljavec, P. Jereb and M. Popovic, "Pulsating Losses in Synchronous Reluctance Motor," IEE Electric Machines and Drives, no. 412, pp. 261~265,

1995.

- [6] S. Bobbio, A. Del Pizzo, F. Marignetti and E. Pagano, "Eddy Current Iron Losses in Axially Laminated Brushless Motors," IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 142, no. 3, May, pp. 183~190, 1995.
- [7] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, no. 2, June, pp. 359~365, 1994.
- [8] V. B. Honsinger, "The inductance Ld and Lq of reluctance machines," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, no. 1, pp. 298-304, 1971.
- [9] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "On the Evolution of A.C. Machines for Spindle Drive Application," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, September/October, pp. 1081~1086, 1992.
- [10] A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu and G. P. Troglia, "Design Criteria of High Performance Synchronous Reluctance Motors," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 66~73, 1992.

저 자 소 개



**안 준 선 (安 浚 善)**

1970년 12월 10일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 한양대 대학원 기전공학과 졸업(석사). 1995~2000년 OTIS-LG(구 LG산전) 주임 연구원. 2000~2003년 (주) 저스텍 선임 연구원. 2003년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (02) 2220-0349,

E-mail : seoneel@chol.com



**임 승 빈 (任 承 彬)**

1974년 6월16일생. 2001년 한양대 전기공학과 졸업. 2003년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : (02) 2220-0349,

E-mail : sblim@ihanyang.ac.kr



**김 솔 (金 솔)**

1970년 6월10일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2004~2005년 전기기기 인력 양성 센터(HCEM) 사무국장. 2005년~현재 유한 대학 전기정보과 전임강사

Tel : (02) 02-2610-0733,

E-mail : slamsol@yuhan.ac.kr



**임 성 업 (林 盛 曄)**

1966년 8월 14일 생. 1989년 경북대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정. 2003년~현재 현대자동차 선임연구원.

Tel : (02) 2220-0349,

E-mail : lseyop@ihanyang.ac.kr



**권 삼 영 (權 三 榮)**

1962년 8월 22일생. 1984년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 한양대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1997년~현재 한국철도기술연구원.

Tel : 031-460-5425

E-mail : sykwon@krri.re.kr



**이 주 (李 柱)**

1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공학). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 부교수.

Tel : (02) 2220-0342,

E-mail : julee@hanyang.ac.kr