

유한요소법을 이용한 유도전동기 d-q 모델의 회로정수 해석

구태만 · 최중선**
전기전자 및 자동화공학부

<요 약>

본 논문에서는 3상 유도전동기의 d-q 등가모델의 회로정수를 구하는 한 방법을 제시하였다. 자계해석은 철심과 슬롯 형상을 정확하게 반영할 수 있는 유한요소법을 이용하였고, 철심의 자기포화현상도 고려하였다. 제시된 방법은 반복계산을 통하여 회로정수를 구하는 방법에 비해 계산시간을 절약할 수 있다. 그리고 산출된 각 회로정수는 전류의 변화에 따라 다른 값을 가짐을 확인할 수 있었다.

Analysis of the circuit parameters of induction motor d-q model using finite element method.

Tae-Man Koo · Chong-Sun Choi**
Dept. of Eletrical Engineering

<ABSTRACT>

This paper presents a method for determining of the equivalent d-q model parameters of three-phase squirrel cage induction motors. The method is based on the use of a finite-element field calculation which enables the precise slot geometry to be modelled accurately, and includes the effects of magnetic saturation of iron core. The proposed method can reduce computational costs compared with the method that needs the iterative

* 이 논문은 1999년 울산대학교의 연구비에 의하여 연구되었음

** 현대중공업(주)

field analysis to obtain the parameters. It is verified that the circuit parameters are shown as functions of the current.

1. 서론

견고하면서 가격이 싸기 때문에 산업현장에서 많이 사용되는 유도전동기는 제어기술의 향상으로 제어기능 때문에 사용되어왔던 직류전동기를 대체해가고 있다. 전동기가 사용하는 전력은 산업에서 필요로 하는 총 전력의 약 60%를 차지하고 있으며 그 중 90% 정도는 유도전동기에서 소비되고 있다. 따라서 사용목적에 따른 유도전동기의 효율 및 특성 개선을 위한 설계기술과 정확한 해석기술이 연구되고 있다[1-3].

전동기 특성 해석의 정확도는 전동기 내부의 전기에너지 분포를 얼마나 정확하게 해석하느냐에 좌우된다. 유도전동기의 특성해석에는 오래 전부터 집중회로정수해석법의 하나인 종래의 자기등가회로법이 사용되어 왔으며, 1980년대 이후 컴퓨터의 비약적인 발전에 따라 분포정수해석법의 일종인 유한요소법이 사용되기 시작하였다. 유한요소법은 수치해석에 의해 계산된 전동기 내부의 자장분포를 해석하여 이로부터 전동기의 특성을 구한다. 유한요소법은 사용되는 자성재료의 물리적 비선형 특성, 철심의 기하학적 구조, 권선의 분포 등을 실제에 매우 근사하게 반영할 수 있으므로 비교적 정확한 결과를 얻을 수 있다.

유도전동기가 시스템의 한 요소로 사용될 때 전동기의 특성은 등가회로로 표시되고, 과도상태의 특성이 중요한 의미를 가질 때에는 d-q 등가모델이 이용된다. 이 때 전동기의 동역학 특성은 d-q 등가모델의 회로정수에 의하여 결정된다. 그리고 이 회로정수는 철심의 자기포화특성으로 인하여 상수로 볼 수 없는 경우가 많다. 그러므로 유도전동기의 제어에서 그 상태의 회로정수를 적절히 결정하는 것은 대단히 중요하다. 그래서 최근에는 유한요소법을 이용하여 유도전동기의 정확한 등가회로정수를 산출하는 방법에 대한 연구들이 발표되고 있다[4-7]. 그런데 이러한 방법들은 대부분 많은 반복 계산이 필요하여 계산시간이 많이 소요되거나, d-q 모델의 등가회로정수를 바로 얻을 수 없는 단점이 있다.

본 연구에서는 유한요소법에 의해 이상적인 가상실험이 가능하다는 점[8]을 이용하여 농형유도전동기에 동특성 d-q 등가모델을 적용하여 자기포화를 고려한 d-q 등가 회로정수를 산출하는 방법을 제시한다. 이 방법은 회로정수를 얻는데 다른 방법에 비하여 반복계산이 적어 계산시간을 줄일 수 있는 장점이 있다.

2. 유도전동기의 등가회로 정수 산출

2.1 유도전동기의 d-q 등가회로

그림 2.1은 유도전동기의 d-q 등가회로이다. 여기서 회전자에서의 각 회로정수는 고정자측으로 환산한 값이다.

유도전동기 d-q모델에서 d-q축 쇄교자속은 식 (2.1.1)-(2.1.4)와 같다.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M_{ds} i_{dr'} \quad (2.1.1)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M_{qs} i_{qr'} \quad (2.1.2)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M_{dr} i_{ds}' \quad (2.1.3)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M_{qr} i_{qs}' \quad (2.1.4)$$

여기서 L_r , L_s 는 회전자 자기인덕턴스와 고정자 자기인덕턴스이고, M_{ds} , M_{qs} 는 고정자 축에서 본 d축과 q축의 상호인덕턴스이고, M_{dr} , M_{qr} 은 회전자 축에서 본 d축과 q축의 상호인덕턴스이다. i_{dr}' , i_{qr}' 은 고정자 축으로 환산한 회전자 d축과 q축 전류이고, i_{ds}' , i_{qs}' 은 회전자 축으로 환산한 고정자 d축과 q축 전류이다.

유도전동기는 회전자가 원통형이므로, $M_d = M_q$ 로 되어 고정자와 회전자의 자기인덕턴스 L_s , L_r 은 식(2.1.5), (2.1.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_s = M_s + L_{\sigma s} \quad (2.1.5)$$

$$L_r = M_r + L_{\sigma r} \quad (2.1.6)$$

여기서 M_s 는 고정자에서 본 상호인덕턴스, M_r 은 회전자에서 본 상호인덕턴스이고, $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ 는 각각 고정자 누설인덕턴스와 회전자 누설인덕턴스이다.

2.2 d-q 변환[4]

d-q변환에 의해 고정자의 3상 전류 i_a , i_b , i_c 는 식 (2.2.1)과 같이 i_{ds} , i_{qs} 로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

여기에서 θ 는 d축과 고정자축의 전기적인 사이각이다.

그리고 d-q축으로 나타내면 회전자의 유도전류는 식 (2.2.2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \cos \delta_2 & \dots & \cos \delta_n \\ \sin \delta_1 & \sin \delta_2 & \dots & \sin \delta_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

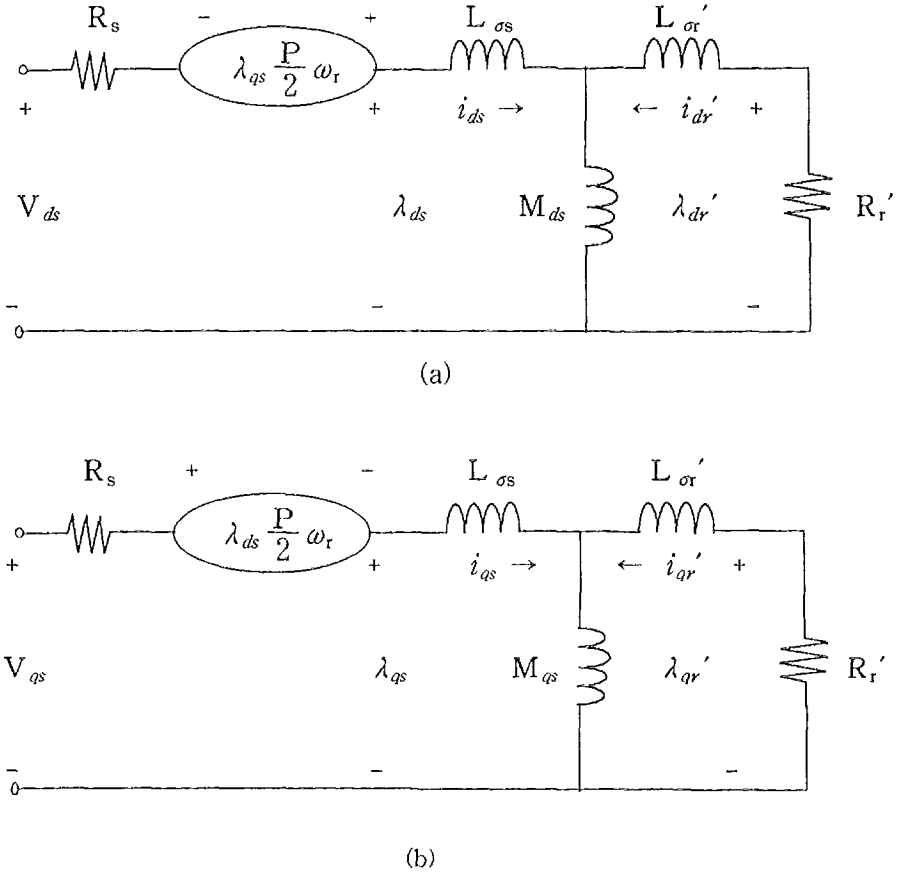


그림 2.1 유도전동기의 d-q 등가회로

(a) d축 회로 (b) q축 회로

Fig 2.1 Induction motor d-q equivalent circuits

(a) d-axis circuit (b) q-axis circuit

이 때 δ 는 d축과 각 회전자 도체와의 사이각을 전기각으로 나타낸 것이다. 회전자 전류는 한 극에 대해 π [rad]의 전기각을 가진다.

2.2.1 고정자 입력전류

고정자의 3상 전류 i_a, i_b, i_c 를 d-q축 전류 i_{ds}, i_{qs} 로 나타내면 식 (2.2.3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

여기서 고정자의 a상 축과 d축 사이의 각 θ 를 0° 로 취하면 식 (2.2.3)은 식 (2.2.4)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.2.4)$$

따라서, $i_{qs} = 0$ [A] $i_{ds} = 1$ [A] 인 경우

$$i_a = 1 \text{ [A]}, i_b = -\frac{1}{2} \text{ [A]}, i_c = -\frac{1}{2} \text{ [A]} \text{ 이고,}$$

$i_{qs} = 1$ [A] $i_{ds} = 0$ [A] 인 경우는

$$i_a = 0 \text{ [A]}, i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} \text{ [A]}, i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} \text{ [A]} \text{ 의 관계가 성립한다.}$$

2.2.2 회전자 입력 전류

유도전동기에서 회전자 슬롯수가 N_b , 극수가 P이면 슬롯 간격은 전기각으로 $\alpha = \frac{P}{2} \frac{2\pi}{N_b}$ [rad]이다. 따라서 d축과 각 도체 사이의 간격을 전기각 δ_n 나타내면 식 (2.2.5)과 같다.

$$\delta_n = (\delta_1 + \alpha * (n-1)) \text{ [rad]} \quad (2.2.5)$$

여기서 δ_1 는 n개의 슬롯을 갖는 회전자의 첫 번째 도체와 d축과의 전기각이다.

그리고 어떤 시점에서 각 회전자 도체에 흐르는 전류는 정현함수의 분포를 가지므로 식 (2.2.6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \vdots \\ \dot{i}_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \cos (\phi + \alpha) \\ \vdots \\ \cos (\phi + \alpha (n-1)) \end{bmatrix} i \\ &= \begin{bmatrix} i \cos \phi \cos 0 - i \sin \phi \sin 0 \\ i \cos \phi \cos \alpha - i \sin \phi \sin \alpha \\ \vdots \\ i \cos \phi \cos (\alpha (n-1)) - i \sin \phi \sin (\alpha (n-1)) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

따라서 회전자 d-q 전류는 식 (2.2.6)을 식 (2.2.2)에 대입하면 식 (2.2.7), (2.2.8)이 된다.

$$i_{dr} = \sum_{j=1}^n \cos \delta_j \cdot i \left(\cos \phi \cos(\alpha \times (j-1)) - \sin \phi \sin(\alpha \times (j-1)) \right) \quad (2.2.7)$$

$$i_{qr} = \sum_{j=1}^n \sin \delta_j \cdot i \left(\cos \phi \cos(\alpha \times (j-1)) - \sin \phi \sin(\alpha \times (j-1)) \right) \quad (2.2.8)$$

$i_{qr} = 0$ [A], $i_{dr} = 1$ [A] 인 경우

식 (2.2.7)와 (2.2.8)에 위의 값을 대입하면 식 (2.2.9), (2.2.10)과 같다.

$$i \cos \phi \sum_{j=1}^n \cos \delta_j \cos(\alpha \times (j-1)) - i \sin \phi \sum_{j=1}^n \cos \delta_j \sin(\alpha \times (j-1)) = 0 \quad (2.2.9)$$

$$i \cos \phi \sum_{j=1}^n \sin \delta_j \cos(\alpha \times (j-1)) - i \sin \phi \sum_{j=1}^n \sin \delta_j \sin(\alpha \times (j-1)) = 1 \quad (2.2.10)$$

식 (2.2.9), (2.2.10)에서 $i \cos \phi$, $i \sin \phi$ 를 구하고, 회전자 n번째 도체에 흐르는 전류 식 (2.2.6)에 의하여 식 (2.2.11)을 구할 수 있다.

$$i_n = i \cos \phi \cos(\alpha(n-1)) - i \sin \phi \sin(\alpha(n-1)) \quad (2.2.11)$$

$i_{qr} = 1$ [A], $i_{dr} = 0$ [A] 를

식 (2.2.7)와 (2.2.8)에 대입하면 식 (2.2.12), (2.2.13)이 된다.

$$i \cos \phi \sum_{j=1}^n \cos \delta_j \cos(\alpha \times (j-1)) - i \sin \phi \sum_{j=1}^n \cos \delta_j \sin(\alpha \times (j-1)) = 1 \quad (2.2.12)$$

$$i \cos \phi \sum_{j=1}^n \sin \delta_j \cos(\alpha \times (j-1)) - i \sin \phi \sum_{j=1}^n \sin \delta_j \sin(\alpha \times (j-1)) = 0 \quad (2.2.13)$$

식 (2.2.12), (2.2.13)에서 $i \cos \phi$, $i \sin \phi$ 를 구하여, 식 (2.2.11)에 대입하면, 각 회전자 도체에 흐르는 전류 i_n 를 구할 수 있다.

2.3 회로정수 산출

기기 내부의 자계의 포화상태를 고려하기 위해 일정한 크기의 3상 전류를 인가한 비선형 자계해석을 하여, 여기에서 구한 각 요소의 자기저항률은 이후부터 단위 전류를 입력으로 하는 해석에서 자기저항률로 사용한다. 이러한 방법은 해석 시마다 일정 전류를 인가하여 비선형해석을 하는 것보다 계산시간을 약 40% 이상 줄일 수 있으며, 인덕턴스의 산출과정도 단순해진다. 그리고, 등가회로의 각 회로정수를 구하기 위해 고정자와 회전자의 어느 한쪽의 권선에만 d-q전류가 흐르도록 한다. 즉, 고정자 권선에 전류가 흐를 때 회전자 권선에는 0 또는 극소 전류가 흘러 회전자 전류가 고정자 전류에 의한 자계분포에 영향을 주지 않도록 한다. 또, 회전자 권선에 전류가 흐를 때 고정자 권선에는 0 또는 극소 전류

가 흘러 고정자 전류가 회전자 전류에 의한 자계분포에 영향을 주지 않도록 한다. 그리고 이 때 유한요소방정식의 자기저항률은 앞서 비선형 해석에서 구한 값으로 고정시킨 후, 단위 전류를 입력한 선형 자계 방정식을 해석하여 벡터포텐셜을 구하고, 이 값을 이용하여 각 회로정수를 구한다. 그리고 나서 회전자측의 각 회로정수와 입력 값을 고정자측으로 환산하기 위해 유효권수비를 구한다. 전기기기 내부의 누설인덕턴스가 상호인덕턴스에 비해 매우 작거나, 회전자와 고정자의 누설인덕턴스가 거의 같을 경우 유효권수비는 식 (2.3.1)과 같이 구할 수 있다.

$$k \doteq \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} \quad (2.3.1)$$

이 유효권수비를 이용하여 회전자측 회로정수를 고정자 측으로 환산한다.

2.3.1 자기인덕턴스

고정자 또는 회전자 권선의 자기인덕턴스는 각 권선의 입력전류에 의해 계산할 수 있다. 자기인덕턴스는 전동기에 저장된 에너지에 대한 관계식으로부터 구할 수 있으며, 고정자 또는 회전자 전류에 의한 자기에너지는 식(2.3.2)에 의하여 구할 수 있다.

$$W_m = \frac{1}{2} \int_v \mathbf{J} \cdot \mathbf{A} \, dV = \frac{1}{2} \int_v \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} \, dV \quad (2.3.2)$$

여기에서 적분영역은 전동기의 전체 체적을 나타낸다. 식 (2.3.2)에서 ($\mathbf{J} \cdot \mathbf{A}$) 는 전류 밀도를 갖는 요소에서만 값을 가지므로 이 항이 포함되는 식에서 상대적으로 해당요소가 적게 포함되기 때문에 전체적으로 계산시간이 줄어들게 된다. 2차원 해석에서는 전류가 단지 z축 방향으로 흐르므로 식 (2.3.2)는 식 (2.3.3)과 같이 된다.

$$W_m = \frac{l}{2} \sum_{e=1}^N \mathbf{J}^e \cdot \mathbf{A}^e \, dx dy \quad (2.3.3)$$

여기서 N은 총요소수이다. 따라서 입력전류에 의해 발생하는 총 자속은 식 (2.3.4)와 같이 구할 수 있다.

$$\lambda = \frac{2W_m}{i} = \frac{l}{i} \sum_{e=1}^n \mathbf{J}^e \cdot \mathbf{A}^e \, dx dy \quad (2.3.4)$$

여기에서 l 은 기기철심의 축방향 길이이다. $i_{ds} = 1$ [A], $i_{dr}' = 0$ [A] 이면 식 (2.3.4)와 (2.1.1)에 의하여 L_s 는 식 (2.3.5)로 정해진다.

$$L_s = \frac{\lambda_{ds}}{i_{ds}} \quad (2.3.5)$$

그리고 $i_{ds}' = 0$ [A], $i_{dr} = 1$ [A] 이면 식 (2.3.4)와 (2.1.3)에 의하여 L_r 은 식 (2.3.6)으로 정해진다.

$$L_r = \frac{\lambda_{dr}}{i_{dr}} \quad (2.3.6)$$

2.3.2 상호인덕턴스와 누설임피던스

고정자 측에서 본 상호인덕턴스는 식 (2.3.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_s = \frac{\lambda_{sr}}{i_r'} \quad (2.3.7)$$

회전자전류에 의한 고정자권선의 쇄교자속 λ_{sr} 은 식 (2.3.8)과 같이 표현된다.

$$\lambda_{sr} = l \int A \left[\frac{J_s}{i_s} \right] dS \quad (2.3.8)$$

식 (2.3.8)을 식 (2.3.7)에 대입하면 고정자 측에서 본 상호인덕턴스를 구할 수 있다.

$$M_s = \frac{l}{i_r'} \int A \left[\frac{J_s}{i_s} \right] dS \quad (2.3.9)$$

이 때 고정자 권선에 쇄교하는 자속을 구하기 위해 고정자 권선에 매우 작은 전류 i_s 를 흐르게 해야 하는데, i_s 에 의해 발생하는 벡터포텐셜은 무시할 수 있을 정도로 작아야 한다. i_r' 은 고정자 측으로 환산한 회전자 전류이다. 또 회전자 측에서 본 상호인덕턴스는 식 (2.3.10)과 같다.

$$M_r = \frac{l}{i_s'} \int A \left[\frac{J_r}{i_r} \right] dS \quad (2.3.10)$$

여기서 i_s' 는 회전자측으로 환산한 고정자 전류이다.

고정자 누설인덕턴스 L_{os} 와 회전자 누설인덕턴스 L_{or} 는 식 (2.1.5)와 식 (2.1.6)에 의해 각각 식 (2.3.11), (2.3.12)와 같이 구할 수 있다.

$$L_{os} = L_s - M_s \quad (2.3.11)$$

$$L_{or} = L_r - M_r \quad (2.3.12)$$

2.3.3 회전자저항

2차원 유한요소해석에서 엔드링을 고려할 수 없으므로 엔드링 부분을 회전자 도체의 도전율에 반영하여 계산하였다. 엔드링 저항에 의한 효과를 포함한 2차측 도체 1개의 새로운 저항률 ρ 의 값은 식 (2.3.13)과 같다[9].

$$\rho = \rho_0 + \frac{S_b}{l_b} \frac{2\rho l_r Z_2}{(P\pi)^2 S_r} \quad (2.3.13)$$

식 (2.2.2)에 의해 회전자 d-q전류는 각 회전자 도체에 분포하는 전류의 합으로 정의된다. 회전자 도체에서의 저항손 W_{loss} 는 식 (2.3.14)와 같이 계산할 수 있다.

$$W_{loss} = l \int \frac{|J|^2}{\sigma} dS \quad (2.3.14)$$

여기서 도전율 σ 는 $\sigma = \frac{1}{\rho}$ 이다. 회전자 도체의 등가저항 R_r 은 이 저항손 W_{loss} 에서 등가전류를 적용하여 식 (2.3.15)로부터 구할 수 있다.

$$R_r = \frac{W_{loss}}{i_r^2} \quad (2.3.15)$$

3. 해석모델 및 해석결과의 고찰

본 연구에 사용된 농형유도전동기의 사양은 표 3.1과 같다.

표 3.1 해석 유도전동기의 사양
Table 3.1 Specification of model

출 렷	3.7[KW]	극 수	4
주 파 수	50[Hz]	정 격 전 압	200[V]
고정자슬롯수	36	회전자 슬롯수	45
고정 자 외 경	220[mm]	축 경	35[mm]
고정자 내경	130[mm]	공 극	0.45[mm]
코일의 저항률	0.021 $\Omega/m/mm^2$	회전자 바 저항률	0.033 [$\Omega/m/mm^2$]
권선결선방식	delta	엔드링 단면적	96[mm^2]
병렬 회로 수	1	엔드링 중심지경	112[mm]

본 모델에서 자체해석을 위한 요소수는 회전자에서 675개, 고정자에서 756개, 공극에서

243개로, 총 요소수는 1,674개이고, 총 절점수는 918개이다. 그리고 슬롯 당 절점수 및 요소수는 고정자는 각각 18개, 21개이고, 회전자는 각각 14개, 15개이다. 모델의 요소분할도는 그림 3.1이다. 철심의 포화를 고려한 비선형해석에서 철심 내의 자계의 세기가 요소마다 다르기 때문에 각 요소에서의 자기저항률을 구해야한다. 이를 위해서 철심의 B-H곡선을 13개구간으로 구간 선형화하였으며, 수렴방법으로는 직접수렴법[10]을 사용하였다. 유한요소법에 의한 자계해석과 회로정수의 산출을 위한 해석 프로그램은 C언어로 작성하였으며, 해석영역의 구성, 요소분할, 자계해석 및 회로정수산출이 가능하도록 하였다. 요소분할에서 슬롯 당 원주방향의 절점수를 같게 하였기 때문에 회전자와 고정자의 슬롯수가 달라서 회전자 외경 부분과 고정자 내경 부분의 절점수가 같지 않다. 그래서 공극에서 삼각요소의 찌그러짐을 최소로 하기 위해 삼각요소가 최소의 면적을 갖도록 하는 세 개의 절점을 선택하도록 하였다. 비선형해석에서 입력 전류가 커짐에 따라 오차가 한계치 이하로 수렴하기 위한 반복 횟수는 증가하였다. 이는 수렴속도가 초기치와 연관이 있음을 의미한다.

그림 3.2는 고정자의 d축에만 단위전류를 흐르게 하고 회전자 도체에는 미소 전류를 흐르게 하였을 때의 자속분포도이다. 이 때 각 요소의 자기저항률은 정격전류 시에 자기포화를 고려한 비선형 자계해석에서 구한 자기저항률을 적용하여 자계해석을 하였으므로 기기 내부의 자기포화상태는 정격전류 시와 같다. 이 때, 회전자 도체에는 미소전류가 흐르므로 고정자에서 발생한 자속은 회전자 전류에 의해 영향을 받지 않는다. 또한 고정자 q축 전류 성분은 0이므로 이 때 발생한 자속은 고정자의 d축 전류성분만에 의한 것이다. 그림 3.3은 회전자의 d축에만 단위전류를 흐르게 하고 고정자 도체에는 미소전류를 흐르게 하였을 때의 자속분포도이다. 이 때 각 요소의 자기저항률은 정격전류 시에 자기포화를 고려한 비선형 자계해석에서 구한 자기저항률을 적용하여 자계해석을 하였으므로 기기 내부의 자기포화상태는 정격전류 시와 같다. 이 때, 고정자 도체에는 미소전류가 흐르므로 회전자에서 발생한 자속은 고정자 전류에 의해 영향을 받지 않는다. 또한 회전자 q축 전류 성분은 0이므로 이 때 발생한 자속은 회전자 도체의 d축 전류성분만에 의한 것이다.

본 연구에서 사용한 방법에 의해 구한 정격(정격전류 8.43 A)시의 회로정수를 다른 이론적 방법[11]에 의한 것과 함께 표 3.2에 나타내었다.

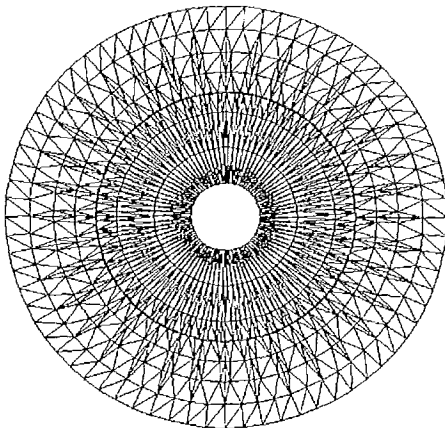
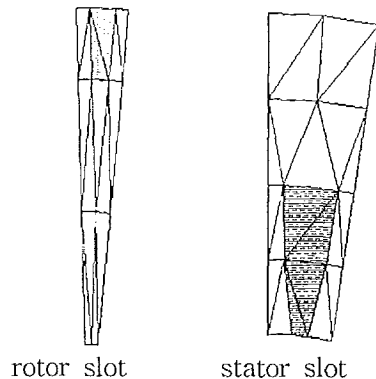


그림 3.1a 해석모델의 요소분할도
Fig 3.1a Finite element mesh.



3.1b 슬롯영역에서의 요소분할도
Fig 3.1b Finite element mesh of slots.

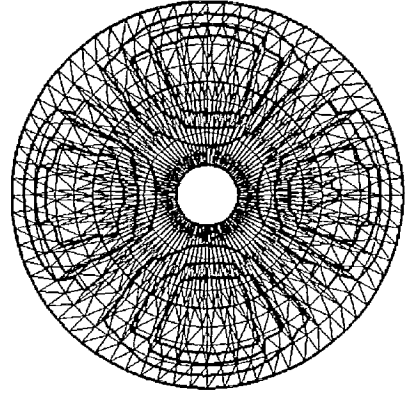
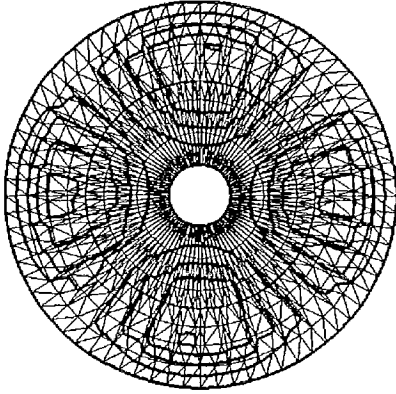


그림 3.2 자속분포($I_{ds} = 1 [A]$)

그림 3.3 자속분포($I_{dr} = 1 [A]$)

Fig 3.2 Flux distribution($I_{ds} = 1 [A]$)

Fig 3.3 Flux distribution($I_{dr} = 1 [A]$)

표 3.2 d-q등가모델의 회로정수의 비교

Table 3.2 Comparison of d-q equivalent-circuit parameter.

parameter	FEM	참고문헌[11]
R_r	2.376 [Ω]	2.24 [Ω]
M	0.1785 [H]	0.199 [H]
L_{ls}	4.429 [mH]	5.43 [mH]
L_{lr}	4.429 [mH]	5.43 [mH]

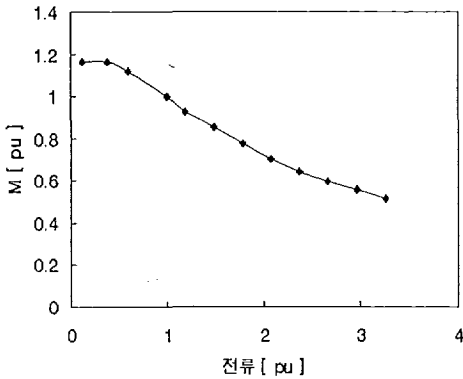


그림 3.4 전류에 대한 상호인덕턴스의 변화
Fig 3.4 Mutual inductance as a function of the current.

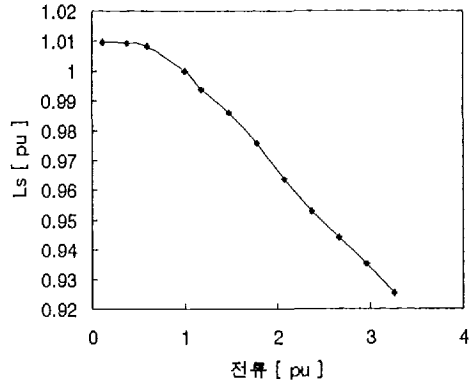


그림 3.5 전류에 대한 누설인덕턴스의 변화
Fig 3.5 Leakage inductance as a function of the current.

본 연구에서 이용한 유한요소법에 의해 산출된 결과가 더 정확할 것으로 추정되나 실험치를 얻을 수 없어 현시점에서 두 값의 정확도에 대한 평가는 적절하지 않을 것이다.

그림 3.4는 전류 크기의 변화에 따른 상호인덕턴스의 변화를 나타낸 것이다. 그림 3.5에서 정격전류(8.43 A)보다 작은 전류에서 상호인덕턴스의 변화는 적었고, 정격전류의 약 3.26배의 전류가 흐를 때 상호인덕턴스는 약 48 %가 감소되었다. 이는 철심에서의 자기포화 현상에 의한 것으로 판단된다. 따라서 상호인덕턴스는 자기포화를 반드시 고려해야 할 것이다.

그림 3.5은 전류 크기의 변화에 따른 누설인덕턴스의 변화를 나타내었다. 이 경우도 상호인덕턴스의 변화와 비슷한 양상을 보이지만 누설인덕턴스의 감소율은 상호인덕턴스보다 매우 적다. 그래서 누설인덕턴스의 경우에도 상호인덕턴스와 마찬가지로 철심의 포화현상이 영향을 미치지만 그 영향은 작은 편이다. 누설인덕턴스는 정격전류의 0.6배의 전류가 흐를 때 약 0.8%의 증가가 있으며 정격전류의 약 3.26배가 흘렀을 때 약 7.5%가 감소하였다.

6. 결 론

제어용으로 사용되는 유도전동기의 동역학 특성은 등가모델의 회로정수에 의하여 결정되므로 유도전동기 모델의 등가회로정수는 정확히 산출되어야 한다. 본 연구에서는 농형유도전동기를 동특성 해석모델인 d-q 등가모델에 적용하여 자기포화를 고려한 등가회로정수를 유한요소법에 의해 구하였다.

회로정수를 산출하는 과정에서 단위 전류를 적용하여 PC의 계산시간을 절약하고, 회로정수의 산출과정도 간단하게 하였다. 해석 프로그램은 C언어로 작성하였으며, 해석영역의 구성과 요소분할도 가능하도록 하였다.

누설인덕턴스와 여자인덕턴스는 전류의 증가에 따라 감소하였는데 여자인덕턴스가 비교적 감소 폭이 컸고, 누설인덕턴스는 그 감소율이 적었다. 그러므로 유도전동기의 특성해석이나 유도전동기를 포함하는 시스템 해석에서 이러한 회로정수의 변화를 고려해야 할 것이다.

본 연구에서 제시한 방법은 유도전동기 모델의 회로정수를 구하는데 있어서 다른 이론적인 방법 및 실험에 의한 방법과 서로 보완적인 역할을 할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 한송엽, 정현교, 천장성, “전기기기의 해석 및 설계기술”, 대한전기학회, vol. 45. no. 12, pp. 12-19, 1996.
- [2] John Brauer, Hamid Sadeghi, and Robert Oesterlei, “Polyphase-Induction Motor Performance Computed Directly by Finite Elements”, IEEE trans. Energy Conversion, vol 14, No 3, pp.583-588, 1999
- [3] S. Williamson, M.J. Robinson, “Calculation of cage induction motor equivalent circuit parameters using finite elements”, IEE PROCEEDINGS-B, vol. 138, no. 5, pp.264-276, 1991.
- [4] D. Dolinar, R. De Weerd, R. Belmans, E. M. Freeman, “Calculation of two-axis inductance motor model parameter using finite elements”, IEEE Trans. Energy Conversion, vol 12, no. 2, pp.133-142, 1997
- [5] E. Levi, “General method of magnetizing flux saturation modelling in d-q axis models of double-cage induction machines”, IEE Proc.-Electr, Power Appl, Vol. 144, No.2, pp.101-109, 1997.
- [6] T. W. Nehl, F. A. Fouad, and N. A. Demerdash, “Determination of saturated values of rotating machinery incremental and apparent inductances by an energy perturbation method”, IEEE, Vol. PAS-101, pp.4441-4451, 1982.
- [7] Stephen Williamson and Danielle R. Gersh, “Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters”, IEEE, Vol. EC-11, pp.41-48, 1996.
- [8] D.A. Lowther, P.P. Silvester, “Computer-Aided Design in Magnetics”, Springer-Verlag, 1985.
- [9] 하경호, 홍정표, 김규탁, 임태빈, “엔드링을 고려한 농형유도전동기의 2차원 유한요소 해석”, 대한전기학회, vol. 48, no. 2. pp.49-55, 1999.
- [10] 임달호, “전기계의 유한요소법”, 동명사, 1995.
- [11] 오무송, 정수복, “電氣機器設計”, 형설출판사, 1992.