

자기등가회로법에 의한 유도전동기 과도상태해석

정종호*, 이은웅*, 조현길**, 김준호**, 이화수*
 충남대*, LG산전

An analysis of transient state for induction motor
 by using the magnetic equivalent circuit method

Jong-Ho Jeong*, Eun-Woong Lee*, Hyun-Kil Cho**, Jun-Ho Kim**, Hwa-su Lee*
 ChungNam National University*, LG Industrial Systems Co.**

Abstract - In this paper, the construction elements of the induction motor was represented by the magnetic tube. The magnetic tube is basis of the magnetic equivalent circuit.

The magnetic equivalent circuit method is convenient of complicated analysis of the transient state of the induction motor. Because the method is restriction on only one direction of magnetic flux.

Air gap magnetomotive force was calculated by magnetic equivalent circuit method. Starting transient torque and phase current of the induction motor was confirmed by the theoretical calculation and the experiments.

각 치에서의 기자력 변화를 검토하여 과도해석을 하였다. 과도해석 결과인 기동 토크와 상전류를 실험을 통하여 확인하였다.

2. 본 론

2.1 퍼미언스와 자기등가회로

준 정지 상태의 전계나 자계를 포함하는 공간은 자속 튜브로 구성되며 모든 자속선은 매질의 단면적에 수직이고 자속선은 서로 교차하지 않는다.

전류와 자속이 없는 자속튜브 양단에서의 포텐셜 차이는 식(1)과 같이 자속튜브의 모양과 매질특성의 함수이다.

$$R = \int_0^l \frac{dx}{c(x)A(x)} \quad (1)$$

R : 릴럭턴스, l : 자속튜브의 길이(m), $A(x)$: 자속 튜브의 단면적(m^2), $c(x)$: 재료의 특성

자기등가회로는 능동요소인 기자력원과 수동요소인 식(1)의 역수인 퍼미언스로 구성된다. 자기등가회로는 해석의 정확성을 떨어뜨리지 않는 범위에서 가능하면 자기등가회로의 요소수를 줄여 간단하게 해야 하므로 반복되는 자기적 요소를 최소화한다. 대칭인 경우에는 전체 회로를 연립해석하는 것 보다 대칭인 전체 요소를 대표할 수 있는 부분만을 해석한다.[2]

그림1은 고정자에 대한 자기등가회로이다. i 번째 $i+1$ 번째 치 사이의 슬롯과 제철은 $i+1$ 번째 요소의 기자력과 자기저항에 대응된다.

1. 서 론

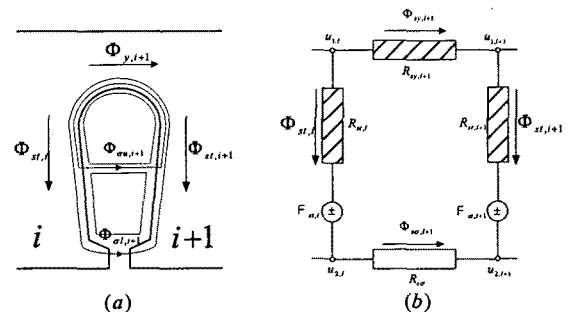
효율적인 운전을 위해 전력전자기술을 이용하고 있는 유도전동기를 집중 정수 파라미터로 나타내는 등가회로으로는 정밀한 해석이 불가능하다.

유도전동기는 정격전류 보다 몇 배 더 큰 전류는 과도 상태로 있으므로 발생 자속도 정격값 보다 더 큰 상태로 된다. 이런 과도상태의 자속전류는 철손과 동손을 증가시키고 기기의 온도를 증가시켜 절연이 열화되거나 수명을 단축시킨다. 또한, 이런 과도상태에서 발생한 토크는 정격값 보다 더 크기 때문에 커를링과 축에 대한 과도한 기계적 부담을 주어 변형을 일으킨다.[1] 따라서 유도전동기의 정상상태에서의 동특성 해석과 과도상태에서의 특성해석은 안정운전과 수명연장을 위한 설계 파라미터를 구하기 위해 필수적이다.

이러한 문제를 해석하기 위해 유도전동기의 과도상태 해석에 유한요소법이 이용되고 있으나 자체해석에 치우쳐 있고 과도해석에 유한 요소법을 사용하는 것 보다 시스템행렬로 능형 유도전동기의 고정자와 회전자 치 기자력 분포를 해석하는 자기등가회로법이 더 효과적이다.

자기등가회로법은 기기의 모델링에 권선분포, 고정자와 회전자슬롯, 철심포화 등을 포함시킬 수 있다. 이러한 자기등가회로법에 의한 과도현상에서의 고정자 회전자 슬롯수의 영향, 회전자 사구의 영향을 규명하고 전자기적 포화와 에너지 밀도를 구할 수 있다.

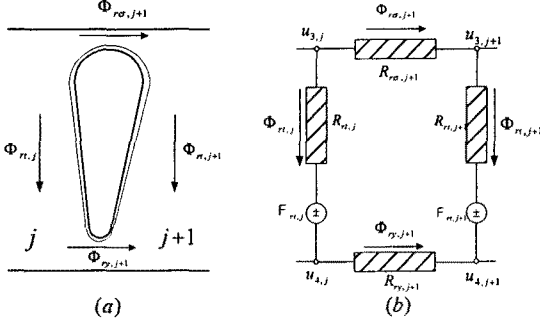
본 연구에서는 능형 유도전동기의 각 요소 내에서 과도현상이 없는 준-정지상태(quasi-stationary state)로 가정하는 자속튜브 개념을 도입하여 3상 능형 유도전동기의 자기등가회로를 구성하고, 고정자와 회전자



(a) 고정자 자로 (b) (a)의 자기등가회로

그림1 고정자 슬롯으로 형성되는 자기등가회로

그림2는 회전자에 대한 등가회로이다. j 번째 치와 $j+1$ 번째 치 사이의 슬롯과 계철은 $j+1$ 번째 요소의 기자력과 자기저항에 대응된다. 회전자 슬롯이 전폐형일 경우에는 자기등가회로가 슬롯이 아닌 비선형 특성을 가지는 철심의 자기 저항 요소로 된다.



(a) 회전자 자료 (b) (a)의 자기등가회로
그림 2 회전자 슬롯으로 형성되는 자기등가회로

유도전동기의 고정자와 회전자에 대한 자기등가회로를 연결하면 해석을 위한 전체 자기등가회로가 구성된다. 고정자와 회전자에 대한 자기등가회로를 연결시키기 위해 필요한 요소가 공극 페리먼스이다.

공극 페리먼스는 고정자 치와 회전자 치 사이의 자속 경로를 형성하여 여러개의 요소를 구성하고 있으나 대부분 0이 된다.

2.2 자기회로의 기자력

N_s 슬롯 고정자의 치에서 원주방향의 기자력이 변하지 않으면 식(2)가 성립한다.

$$\mathcal{F}_{i+1} = \mathcal{F}_i + (NI)_i \quad i=1,2,3,\dots,z \quad (2)$$

식(2)에서 \mathcal{F}_i 는 i 번째 치의 반경방향에 작용하는 기자력이고, $(NI)_i$ 는 i 전류가 흐르는 i 번째 N turn 코일 슬롯의 총 암페어도체수이다.

유도전동기의 구조는 i 번째 치 다음에는 다시 첫 번째 치가 반복되므로 기자력의 상대적인 변화를 나타내는 식에는 식(3)과 같은 물리적 조건이 필요하다.

$$\sum_{i=1}^z \mathcal{F}_i = 0 \quad (3)$$

식(2)의 기자력 위치 벡터행렬을 C , 도체수 행렬을 N , 인가전류 행렬 I , 기자력 행렬을 \mathcal{F} 라고 하면, 식(2)는 식(4)와 같이 된다.

$$\mathcal{F} = C^{-1}NI \quad (4)$$

전류벡터 I 는 식(5)와 같이 상전류 벡터 I_{ph} 와 권선의 방향을 나타내는 방향벡터 S 의 곱이며, 3상인 경우 권선방향벡터 S 는 6행 3열의 행렬이 된다.

$$I = SI_{ph} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

표1의 해석모델에 식(4)를 적용한 고정자 치에서의 기자력 분포는 그림3과 같다.

표1. 해석 모델의 사양

정 격	3 ϕ , 4-극, 220V, Δ 결선, 이층권 2.3A, 60Hz, 0.4kW	
공극의 길이 (δ)	0.3[mm]	
활성축의 길이 (l_a)	55[mm]	
스택계수(stack factor)	0.96	
고 정 자	슬롯수 (N_s)	24
	외경(\square)	128[mm]
	외경(\circ)	139[mm]
	내경	70[mm]
	슬롯 깊이	14.4[mm]
	슬롯 입구 폭(O_{ss})	2.3 [mm]
	슬롯 바닥 폭	9.152[mm]
회 전 자	슬롯 머리 폭	5.382[mm]
	슬롯수 (N_r)	34
	외경	69.4[mm]
	내경	20[mm]
	슬롯 깊이	7.85[mm]
이너서(J)	0.00269[kg m^2]	

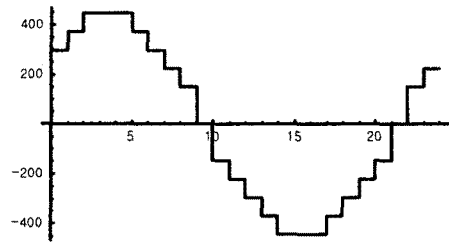


그림 3 고정자 치 기자력 분포

인가되는 상전류가 시변하는 경우 식(6)과 같이 공극에 분포하는 기자력 $\mathcal{F}(x, t)$ 도 시변하며 시간변화에 따라 공간적으로 분포한다.

$$\mathcal{F}_{k,n}(x, t) = \mathcal{F}_{k,n} \sin k\omega t \sin \frac{\pi n x}{\tau_p} \quad (6)$$

$$\text{여기서, } \mathcal{F}_{k,n} = \frac{4NI_k}{\pi} \sin \frac{\pi n}{2} \sin \frac{\pi n y}{2\tau_p}$$

N : 턴수, I : 상전류

해석모델의 시변 전류에 대한 기자력 변화는 그림4와 같다.

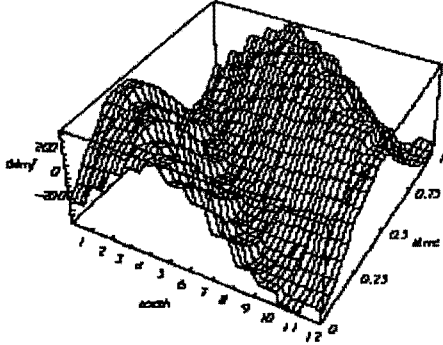


그림 4. 시변전류에 의한 기자력 분포

2.3 토오크 방정식

전기적 에너지의 기계적 에너지로의 변화는 식(7)과 같다.[1]

$$Tdy + \sum_{j=1}^m i_j v_j dt = dW_{mag} + dW_{mach} + dW_{loss} \quad (7)$$

여기서, T 는 토오크이고, dy 는 회전자의 회전각 변화이다. dW_{mag} 는 축적된 자기에너지의 변화이고, dW_{mach} 는 회전자의 기계적 에너지 변화이며, dW_{loss} 는 전기적인 손실변화이다.

손실을 무시할 때, 회전각 γ 에 대한 에너지 평형식은 식(8)과 같다.

$$(T - J \frac{d^2\gamma}{dt^2} - \sum \mathcal{F}_j^2 \frac{dG_j}{d\gamma}) d\gamma = dF - \sum_{j=1}^m i_j d\lambda_j \quad (8)$$

식(8)에서 회전자가 구속되어 있을 때, 토오크는 식(9)와 같다.

$$T = J \frac{d^2\gamma}{dt^2} + \sum \mathcal{F}_j^2 \frac{dG_j}{d\gamma} \quad (9)$$

철심에서의 기자력 강하는 전자기적 토오크에는 영향을 주지 않으며 에너지 변환 효율에만 영향을 준다. 토오크는 공극의 기자력 크기와 상변위에 만 의존하며 철심의 상태와 독립이다.

2.4 과도 토오크 및 상 전류 변화

공극 퍼미언스와 고정자와 회전자 사이각 변화에 의한 토오크 식(9)와 같다. 무부하에서의 기동토오크는 고정자와 회전자의 위상각에 따른 공극 기자력과 공극 퍼미언스의 변화에 의해 그림5와 같이 계산되며, 무부하 기동전류는 그림6과 같이된다. 기동토오크는 최대 3.5Nm 까지 상승하며 기동전류는 정격 전류 2.3A 보다 4.2배 정도 증가한 9.7A이다. 그림7은 무부하시 실험 파형이다.

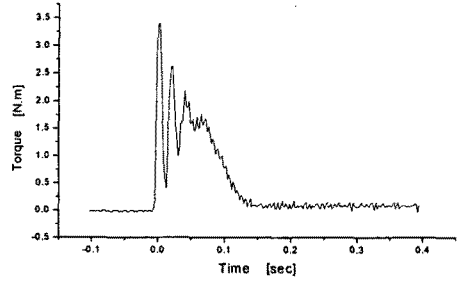


그림 5. 무부하 기동 토오크

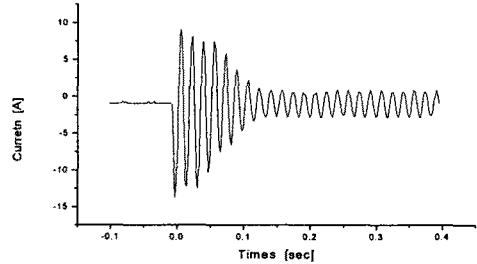


그림 6. 무부하 기동 상 전류

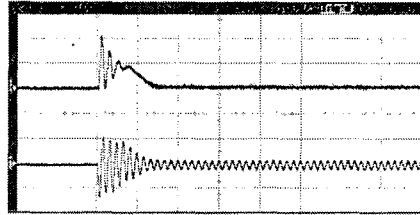


그림 7 무부하 기동 토오크 및 상 전류

3. 결 론

자속류브 개념을 도입하여 3상 농형 유도전동기의 자 기동가회로를 고정자 치에 의한 기자력 변화를 해석하였다. 공극 퍼미언스와 상 변위에 따른 기동 토오크와 상 전류를 계산하고 실험을 통하여 확인하였다.

해석치와 실험치의 파형은 일치하나 해석 차이가 있는 것은 실험장비의 속응성과 민감도의 차이 계산값에 포함된 오차일 것으로 판단되며 이에 대한 것은 앞으로의 연구과제이다.

(참 고 문 헌)

[1] Vlado Ostovic, "Dynamics of saturated electric machines", New York, Spinger-Verlag, 1989

[2] Vlado Ostovic, "A simplified approach to magnetic equivalent circuit modelling of induction machines", IEEE Trans. IA-24, No.2, pp308-316, 1988.