

工學碩士 學位論文

Winding Function 이론을 이용한 농형 유도전동기의 고장 특성해석



2010年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

徐 大 雲

工學碩士 學位論文

Winding Function 이론을 이용한 농형 유도전동기의 고장 특성해석

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함



2010 年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

徐 大 雲

徐大雲의 工學碩士 學位 論文을 認准함

2010 年 12 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 權 聖 烈 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)



목 차

제 1 장 서 론	1
제 2 장 3상유도전동기	2
2.1 기본구조	2
2.2 회전자계	3
2.3 운전특성	8
제 3 장 Winding Function 이론	10
3.1 인덕턴스	15
3.2 토크 계산	18
제 4 장 유한요소법	20
4.1 유한요소법 개요	20
4.2 유한요소해석 정식화	23
제 5 장 특성해석 결과 및 고찰	26
5.1 농형 유도전동기 사양	26
5.2 고장 특성 해석 결과 및 고찰	27
제 6 장 결 론	38
참고문헌	39

제 1 장 서 론

우리나라 전력의 최종에너지 소비 중 50%는 산업 부문이 차지한다. 산업 현장에는 펌프, 팬, 송풍기, 압축기, 제지기, 방직기 등의 다양한 종류의 회전형 전동기가 설치되어 플랜트의 주요 동력원으로 사용되고 있다. 특히 대형 핵심 설비에는 진동과 속도 센서, 그리고 신호처리 장치를 부착하여 운전 상태를 상시 감시하는 예지 정비 기술이 활용되고 있다.

진동 신호를 계측하고 이를 주파수 분석하여 결함을 분석하는 방법은 역사적으로 가장 오래되었으며, 현장에서 가장 널리 사용되는 방법이다. 일반적으로 진동 신호 분석은 전동기의 건전성을 나타내는 중요한 지표가 되고 고장의 초기 검지에 적합할 뿐만 아니라, 이상이나 고장이 발생했을 때 그 원인을 추정하는 데 유익하고 신뢰할 수 있는 자료를 제공하는 것이 오랫동안의 현장 경험을 통하여 입증되었다. 그러나 센서를 사용한 진동 감시 시스템은 구성이 복잡하고 고가의 설비가 필요하므로 주로 대형 핵심 기기의 감시에 제한적으로 도입되고 있다. 또한, 진동의 발생 여부, 발생 위치 및 진동의 크기에 대한 제한적 정보를 제공하고 있으며, 기기 고장 원인 추적 등의 추가적인 정보 요구 시에는 전문가에 의한 진단이 요구되므로 현장 적용을 위한 더욱 간편한 방법의 개발이 요구된다.

본 논문에서는 3상 농형 유도 전동기의 고장 특성해석에 관하여 서술하였다. 특성해석은 winding function 이론을 이용하였고, 고장 상태 분석은 1980년도 중반부터 연구되기 시작한 고정자 전류 신호 분석 기법 (Motor Current Signature Analysis; MCSA)을 이용하였다. 고장의 종류 중에서 농형 유도전동기의 도체 봉에서 발생하는 고장에 대하여 설명하였으며, winding function 이론을 이용한 해석 결과를 유한요소해석 결과와 비교, 검토하였다.

제 2 장 3상 유도전동기

2.1 기본 구조

3상 유도 전동기의 3상 권선은 전동기 프레임(frame) 내부에 있는 고정자 슬롯 속에 설치되어 있다. 회전자 철심은 성층된 강자성체를 사용하며 철심의 표면에는 슬롯이 절단되어 있다. 회전자 권선의 형식은 농형(squirrel-cage type) 또는 권선형(wound-rotor type) 이다. 그림 1(a) 는 3 상 농형 유도전동기의 단면도이다. 각 상권선 사이의 위상각은 전기적으로 120° 떨어져 있다. 권선 aa' 는 a 상 권선, bb' 는 b 상 권선, cc' 는 c 상 권선으로 표시한다. 이러한 상권선의 끝부분은 3 상 연결 방식을 이루기 위하여 그림 1(b) 와 같이 Y 방식 또는 그림 1(c) 와 같이 델타(Δ) 방식으로 연결되어 있다. 평형 3상 전류가 이러한 3상 권선에 흐를 경우 공극에서는 일정 크기, 일정 속도의 회전자계가 발생하고, 회전자 회로에서는 전류가 유도되어 토크가 발생된다.

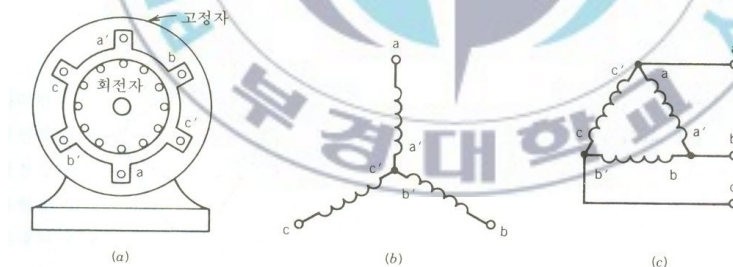


그림 1. 3상 농형유도기.

(a) 단면도, (b) Y결선 고정자 권선, (c) Δ 결선 고정자 권선

2.2 회전 자계

그림 2(a) 에서 aa', bb' 및 cc' 로 표시된 3상 권선은 고정자 내부 표면의 공간에서 서로 전기적으로 $2\pi/3$ 떨어져 설치되어 있다. 전류가 상권선에 흐를 때 상(相) 권선으로 표시 되는 코일의 축에는 정현파 형태로 분포된 기자력이 발생되고 교류 전류가 코일에 흐른다면 이에 따라 발생하는 기자력 파형은 진동한다. 이때 기자력 파형의 크기와 방향은 권선에 흐르는 전류의 순시치에 따라 결정된다.

그림 2(b) 는 기자력의 공간적인 분포도로서 코일 aa' 에 교류 전류가 흐를 때 기자력의 순시치가 변화됨을 보여주고 있다. 각 상권선은 정현파에 가까운 기자력 파형을 발생하며 공간에서 서로 $2\pi/3$ 전기적으로 떨어져 있다.



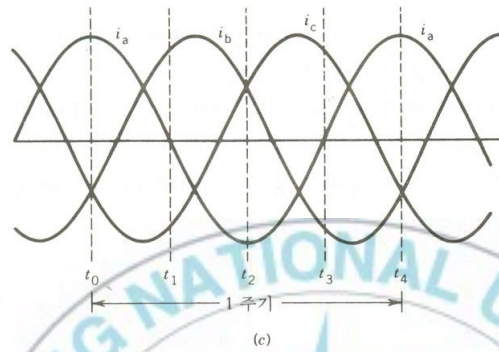
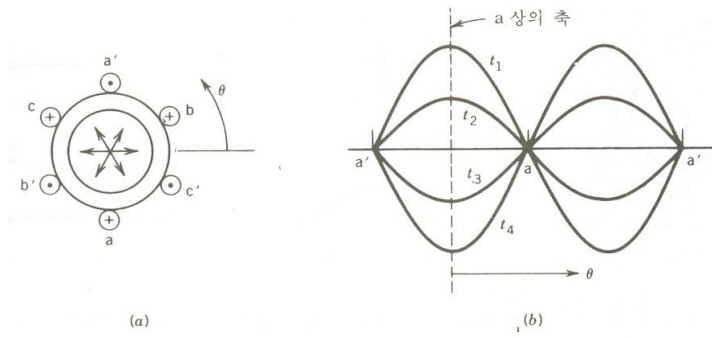


그림 2. 기자력 파형

3상 권선에 평형 3상 전류가 흐른다고 가정하자. 3상 전류는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$i_a = I_m \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_b = I_m \cos (\omega t - 120^\circ) \quad (2)$$

$$i_c = I_m \cos (\omega t + 120^\circ) \quad (3)$$

이러한 순시전류는 그림 2(c) 에서 보여 주고 있다. 그림 2(a) 에서는 각 상의 전류가 권선에서 흐를 때의 기준 방향을 코일 단면에서 점(·) 과 십자(+) 로서 표시하였다. 상 전류가 각각의 상 권선에 흐를 때 각 상 권선은

공간적으로 정현파 형태의 기자력 파형을 발생시킨다.

각 상의 축을 따라서 기자력은 진동하고 상의 축에서 기자력의 최대치가 유지된다. 각 기전력의 파형은 상의 축에 위치하는 공간 벡터로 표시할 수 있으며 그 크기는 전류의 순시치에 비례한다. 기자력의 합성 파형은 3 상 기자력 파형의 각각 성분을 합한 것으로서 이는 그림으로 설명할 수 있다.

각각 순간의 위치와 이 때 합성 기자력 파형의 크기와 위치를 생각해 보자. 그림 2(c)로부터 $t = t_0$ 인 순간, 상 권선에 흐르는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_a = I_m \quad : a \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (4)$$

$$i_b = -\frac{I_m}{2} \quad : b \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (5)$$

$$i_c = -\frac{I_m}{2} \quad : c \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (6)$$

그림 2(a)에서는 점과 십자로서 각 권선에서 흐르는 전류 방향을 표시하고 있다. a 상 권선에 흐르는 전류가 최대일 때 기자력은 최대치를 가지며 그림 2(a)에서 보는 것과 같이 a 상 축의 정방향으로 벡터 $\vec{F}_a = \vec{F}_{\max}$ 로서 표시된다. b 상과 c 상의 기자력은 각각 벡터 $\vec{F}_b$ 와 $\vec{F}_c$ 로서 표시되며, 그 크기는 $\vec{F}_{\max}/2$ 이며, 그 방향은 각축의 정방향으로 표시된다. 세 벡터의 합성은 a 상 축의 정방향이며 그 크기는 $\vec{F} = \frac{3}{2}\vec{F}_{\max}$ 이다.

그러므로 이 순간 기자력 합성 파형은 a 상 기자력과 같은 정현파 형태로 분포되었으며 크기는 a 상 기자력 파형에 대해 1.5 배이다. 그림 2(b)는 $t = t_0$ 일 때 각 상의 기자력 파형과 합성 파형을 보여주고 있다.

그림 2(c)에서 $t = t_1$ 일 때, 각 상전류와 기자력은 다음과 같다.

$$i_a = 0, \quad F_a = 0 \quad (7)$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m, \quad F_b = \frac{\sqrt{3}}{2} F_{\max} \quad (8)$$

$$i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m, \quad F_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} F_{\max} \quad (9)$$

그림 2(c) 는 $t = t_1$ 일 때 각 상전류의 방향, 기자력의 벡터의 성분 및 기자력의 합성 벡터를 보여주고 있다. 여기서 기자력 합성 벡터는 $t = t_0$ 에 서와 같이 그 크기가 1.5배이다. 그러나 그 방향은 공간에서 시계 반대 방 향으로 90° (전기각) 회전하였다. $t = t_2$ 와 $t = t_3$ 일 때 전류와 합성 기자력 은 각각 그림 3(d) 와 3(e)에서 보여주고 있다.

시간에 대한 합성 기자력 파형은 공간적으로 같은 크기의 정현파 모양으 로 분포하며 공극을 통하여 이동한다. 전류 변화의 한 주기에서 합성 기자 력 파형은 그림 3(a) 의 위치로 되돌아온다.

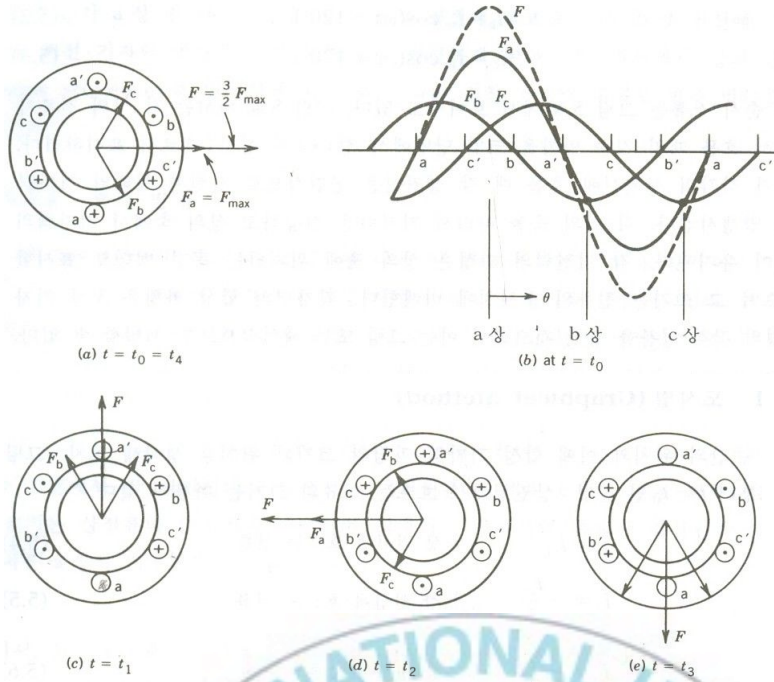


그림 3. 그림 형식으로 보여주는 회전 자계:
여러 순간의 기자력

그러므로 합성 기자력 파형은 양극기에서 전류 변화의 한 주기에 대해 1회전하게 된다. p 극기에서 전류가 한 주기 동안 변화 할때 기자력 파형은 $2/p$ 동안 회전하게 된다. 입력 전류의 초당 주파수가 f 인 p 극기에서 회전 기자력 파형 (rotating mmf wave) 의 분당 회전수 (rpm: revolution per minute; rpm) 는 다음과 같다.

$$N = \frac{2}{p} f 60 = \frac{120f}{p} [\text{rpm}] \quad (10)$$

만약 i_a 가 a 상 권선에 흐르고, i_b 는 c 상 권선에 흐르고, i_c 는 b 상 권선에 흐른다면 회전 기자력 파형은 시계 방향으로 회전하게 된다. 즉, 권선에서 상의 순서 (phase sequence) 를 반전하게 되면 이에 따라 회전 기자력 파형도 반대 방향으로 회전하게 된다.

2.3 운전 특성

고정자 권선이 3상 전원에 연결되고 회전자 회로가 단락될 경우, 회전자 권선에서는 기전력이 유기되며 이 기전력에 의하여 회전자 전류가 발생한다. 이 회전자 전류는 공극 속의 회전 자계와의 상호 작용에 의하여 토크를 발생시킨다. 이에 따라 회전자는 회전하기 시작한다. 렌츠의 법칙 (Lenz's law) 에 의해 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도를 감소시키기 위하여 회전자는 회전 자계의 방향으로 회전한다.

공극에서 회전 자계의 속도를 동기 속도 N_s 라고 하며, 회전자 속도는 동기 속도 N_s 보다는 작지만 안정된 속도 N 에 도달하게 된다. 회전자 속도가 동기 속도와 같을 경우 회전자 회로에서는 기전력과 전류가 발생하지 않으며 따라서 토크도 발생하지 않는다.

회전자 속도 N 과 회전 자계의 동기 속도 N_s 와의 차이를 슬립(slip) s 라고 하며, 이를 정의하면

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (11)$$

만약 당신이 회전자 위에 앉아 있다면 당신은 회전자에 회전 자계에 대해 슬립 회전수는 $slip \text{ rpm} = N_s - N = sN_s$ 로서 미끄러지는 것을 알 수 있을 것이다. 회전자 회로에서 유기되는 기전력과 전류의 주파수 f_2 는 이러한 슬립 회전수 (slip rpm) 에 대응하게 된다. 왜냐하면 슬립 회전수는 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도이기 때문이다. 식 (10) 으로부터

$$\begin{aligned}
f_2 &= \frac{p}{120}(N_s - N) \\
&= \frac{p}{120}sN_s \\
&= sf_1
\end{aligned} \tag{12}$$

이러한 회전자 회로의 주파수 f_2 를 슬립 주파수 (slip frequency) 라고 한다. 슬립 s 의 회전자 회로에서 유기되는 기전력은

$$\begin{aligned}
E_{2s} &= 4.44f_2N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= 4.44sf_1N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= sE_2
\end{aligned} \tag{13}$$

여기서 E_2 는 회전자가 정지할 때 회전자 회로에서 유기되는 기전력으로서, 이때의 주파수는 고정자 주파수 f_1 과 같다.

3상 회전자 권선에서 유기된 전류는 회전 자계를 발생시킨다. 이때 회전자측의 상대 속도 n_2 는

$$\begin{aligned}
N_2 &= \frac{120f_2}{p} \\
&= \frac{120sf_1}{p} \\
&= sN_s
\end{aligned} \tag{14}$$

회전자는 N [rpm] 의 속도로 회전하므로 공극 내의 회전자 자계의 속도는 $N_1 + N_2 = (1-s)N_s + sN_s = N_s$ [rpm] 가 된다. 그러므로 고정자 자계와 회전자 자계는 공극에서 같은 동기 속도 N_s 로 회전한다. 이러한 두 자계의 상호 작용이 토크를 발생한다.

제 3 장 Winding Function 이론

그림 4와 같은 원통형 모델은 고정자와 회전자가 회전축에 대해 대칭 정렬되어 있다. 공극은 일정한 간격을 유지하고, 길이는 회전자 반지름에 비해 매우 작다고 가정한다. 고정자 안쪽 지름은 R_s 이고, 회전자 반지름은 R_r 이다. 권선에 흐르는 전류는 i , 권선의 턴 수는 N_t , 회전축에 대칭이며, 권선의 뒤틀림과 기울기는 없다고 가정한다. 그림 4의 경우 $N_t = 1$ 이다. 그림 4에서 경로 12341은 ϕ 각을 이루고 반시계방향으로 증가한다. 그중 경로 12는 기준점($\phi=0$)에서 고정자에서 회전자로 공극을 가로지르고, 경로 34는 임의의 점($0 < \phi \leq 2\pi$)에서 그 반대 방향이다. 암페어의 법칙을 적용하면 다음과 같다.

$$\oint_{12341} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (15)$$

여기서 S 는 폐경로 12341의 표면적이다. 권선에 i 전류가 흐르면 이 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\int_{12341} \vec{H} \cdot d\vec{l} = n(\phi)i \quad (16)$$

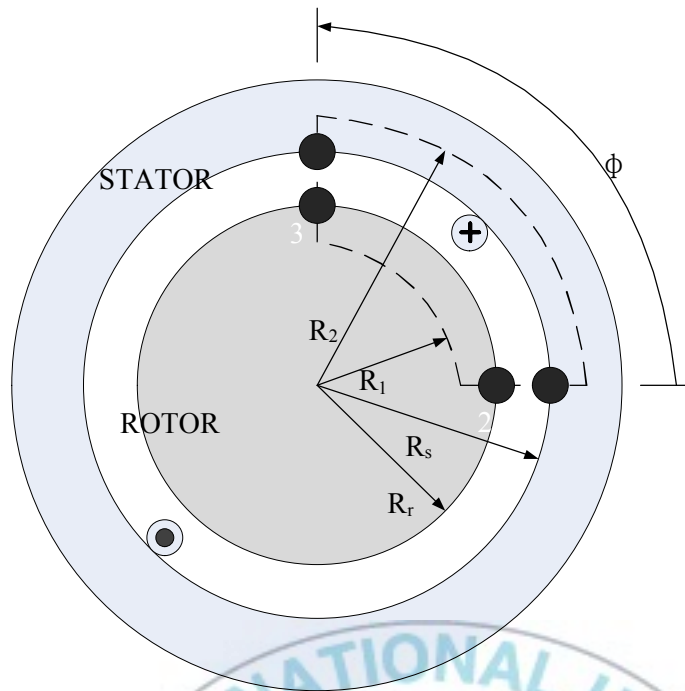


그림 4 기본 원동형 기기

$n(\phi)$ 는 turns function이라 하고, 폐경로 12341에 둘러싸인 권선의 턴 수를 표현한다. 폐경로 12341에 둘러싸인 권선에 들어가는 방향으로 전류가 흐르면 $n(\phi)$ 는 양의 값을 가지고, 나오는 방향의 전류일 경우는 음의 값을 가지게 된다. 그림 4의 경우는 +1 값을 가진다. 그림 4에서 $0 < \phi \leq 2\pi$ 사이의 turns function을 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 turns function은 ϕ 각에 의존하는 것을 알 수 있다.

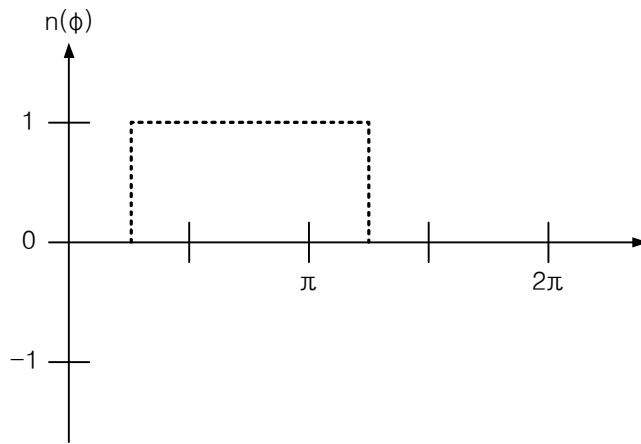


그림 5 기본 원동형 기기(그림 4)의 turns function

식 (16)는 4개의 성분으로 나눌 수 있고, 각 성분들은 자기회로에서 기
자력으로 설명된다. 식 (16)을 기자력으로 표현하면 다음과 같다.

$$F_{12} + F_{23} + F_{34} + F_{41} = n(\phi)i \quad (17)$$

ϕ 를 공극상의 임의의 점이라고 가정하면 식 (17)은 다음과 같이 벡터 합
으로 쓸 수 있다.

$$F_{12} = \int_{R_s}^{R_r} H_r(r, 0) dr \quad (18)$$

$$F_{23} = - \int_{R_1}^{Rr} H_r(r, 0) dr + \int_0^\phi R_1 H_\phi(R_1, u) du + \int_{R_1}^{Rr} H_r(r, \phi) dr \quad (19)$$

$$F_{34} = \int_{R_r}^{R_s} H_r(r, \phi) dr \quad (20)$$

$$F_{41} = \int_{R_s}^{R_2} H_r(r, \phi) - \int_0^\phi R_2 H_\phi(r_2, u) du - \int_{R_s}^{R_2} H_r(r, 0) dr \quad (21)$$

여기서 u 는 적분 치환 변수이다. 권선 단부 효과를 무시하면, 자계의 세기 (H)의 반경 방향(r) 성분과 회전 방향(ϕ) 성분은 축 방향 길이(z)에 독립적이다.

철심의 투자율은 공극 보다 몇 천배 크기 때문에 공극 부분과는 다르게 철심의 릴럭턴스를 무시한다. 공극의 길이는 자속의 경로중 매우 작은 부분이기 때문에 철심의 릴럭턴스가 반드시 작은 것은 아니다. 철심의 이(teeth) 부분과 요크(Yoke) 부분의 길이를 공극에 포함하여 유효 공극 길이 g_e 로 통합한다. 유효 공극과 공극 길이가 같다고 가정한다. 자기력 F_{23} 과 F_{41} 을 공극 자기력 F_{12} 와 F_{34} 에 통합하고, 철심의 투자율을 무한대로 둔다. 그러면 식 (17)은 다음과 같다.

$$F_{12}(0) + F_{34}(\phi) = n(\phi)i \quad (22)$$

유효 공극 길이 g_e 는 회전자 길이 R_r 과 비교해서 매우 작아서 공극 자계 세기 H_r 은 일정하다고 가정한다. 따라서 식 (18), (20)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_{12}(0) = -H_r(R_s, 0)g_e \quad (23)$$

$$F_{34}(\phi) = H_r(R_s, \phi)g_e \quad (24)$$

식 (23), (24)을 풀기 위해서 가우스 정리를 이용한 추가 방정식이 필요하다.

$$\int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (25)$$

철심은 무한대의 투자율을 가지고, 원통형 표면 S 를 선택하면 식 (25)는 다음과 같다.

$$\mu_0 \int_0^\ell \int_0^{2\pi} r H_r(r, \phi) d\phi dz = 0 \quad R_r \leq r \leq R_s \quad (26)$$

l 은 고정자 축 방향 길이이고, 자계 H_r 은 축 방향에 독립적이고, 공극 반지름 r 은 일정한 값을 가지므로 식 (26)은 다음과 같다.

$$\int_0^{2\pi} H_r(r, \phi) d\phi = 0 \quad (27)$$

$$\int_0^{2\pi} F_{34}(\phi) d\phi = 0 \quad (28)$$

식 (22)를 0부터 2π 까지 적분하면 다음과 같다.

$$\int_0^{2\pi} F_{12}(0) d\phi + \int_0^{2\pi} F_{34}(\phi) d\phi = \int_0^{2\pi} n(\phi) i d\phi \quad (29)$$

F_{12} 와 i 는 ϕ 에 독립이기 때문에 식 (29)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_{12} = i \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\phi) d\phi \right] \quad (30)$$

식 (30)의 대괄호 안의 값은 turns function $n(\phi)$ 의 평균값을 나타낸다. Turns function의 평균값을 다음과 같이 나타낸다.

$$\langle n(\phi) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\phi) d\phi \quad (31)$$

그러면 식 (31)은 다음과 같다.

$$F_{12} = \langle n(\phi) \rangle i \quad (32)$$

식 (22)로부터 공극의 임의의 점에서의 기자력 다음과 같다.

$$F_{34}(\phi) = (n(\phi) - \langle n(\phi) \rangle) i \quad (33)$$

식 (33)에서 괄호 안은 turns function에서 turns function의 평균값을 뺀 값을 나타낸다. 이 값을 winding function이라고 하고, 다음과 같이 정의한다.

$$N(\phi) = n(\phi) - \langle n(\phi) \rangle \quad (34)$$

식 (34)은 다음과 같이 간단히 쓸 수 있다.

$$F(\phi) = N(\phi) i \quad (35)$$

기자력은 winding function과 관계가 있다. 기기의 해석에서 winding function은 중요하고, 대부분의 인덕턴스를 계산하는 기초가 된다.

3.1 인덕턴스

그림 6에 임의로 배치된 A 권선을 나타내었다. N_t 턴 수를 가지는 권선 A 에 전류 i_A 가 흐르고, 이 권선의 winding function을 $N_A(\phi)$ 라고 할 때, 공극 기자력의 분포는 다음과 같다.

$$F_A(\phi) = N_A(\phi) i_A \quad (36)$$

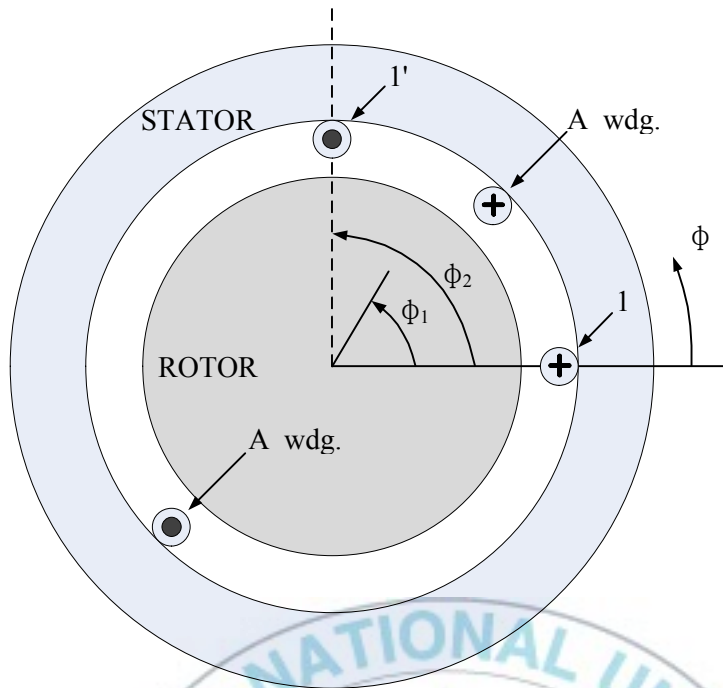


그림 6 A 권선과 코일 1-1'

공극 자속은 기자력과 다음과 같은 관계가 있다.

$$\Phi = FP \quad (37)$$

P 는 A 권선의 단면적과 길이 l 에 관계된 퍼미언스이고, F 는 기자력이다. 원통형 모델에서 공극 길이는 g 이고, 단면적은 $(rd\phi)l$ 이다. 그러면 식 (37)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$d\Phi = F_A(\phi)\mu_0 r l \frac{d\phi}{g} \quad (38)$$

여기서 F_A 는 A 권선의 기자력이다. 그림 6에서 A 권선의 자속은 다음과 같다.

$$\Phi_A = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} F_A(\phi) d\phi \quad (39)$$

코일 1-1' 에 쇄교하는 자속은 다음과 같다.

$$\Phi_{1-1'} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_{\phi_1}^{\phi_2} n_1(\phi) F_A(\phi) d\phi \quad (40)$$

$n_1(\phi)$ 는 코일 1-1'의 turns function이고, $\phi_2 < \phi$ 이면 $n_1(\phi)$ 는 0이다. 식 (40)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\Phi_{1-1'} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_1(\phi) F_A(\phi) d\phi \quad (41)$$

코일 1-1'를 B 권선이라고 하면 상호 인덕턴스 L_{BA} 는 B 권선의 쇄교 자속과 A 권선의 전류비로 나타낼 수 있다.

$$L_{BA} = \frac{\lambda_{BA}}{i_A} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_B(\phi) N_A(\phi) d\phi \quad (42)$$

식 (42)에서 B 권선의 turns function은 다음과 같다.

$$n_B(\phi) = N_B(\phi) + \langle n_B(\phi) \rangle \quad (43)$$

$N_B(\phi)$ 는 B 권선의 winding function이고, $\langle n_B(\phi) \rangle$ 는 B 권선의 turns function의 평균값을 나타낸다. 식 (43)을 이용하면 식 (42)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_B(\phi) N_A(\phi) d\phi + \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} \langle n_B(\phi) \rangle N_A(\phi) d\phi \quad (44)$$

$\langle n_B(\phi) \rangle$ 는 상수값을 가지므로 적분 기호 밖으로 빠져 나오고, winding

function $N_A(\phi)$ 의 평균값은 0이다. 따라서 식 (44)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_B(\phi) N_A(\phi) d\phi \quad (45)$$

추가적으로 A 권선의 자화 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{AA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_A^2(\phi) d\phi \quad (46)$$

3.2 토크 계산

토크는 기계적인 운동 방정식으로 간단하게 쓸 수 있다.

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + T_L = T_e \quad (47)$$

여기서 θ 는 회전자의 위치 변위, T_L 은 로드 토크(load torque), T_e 는 전자기력 토크(electromagnetic torque) 이다. 전기적인 토크는 자화 코에너지(magnetic coenergy)로 얻을 수 있다.

$$T_e = \left(\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_{rm}} \right)_{[I_s, I_r, \text{constant}]} \quad (48)$$

선형 자기 회로에서 코에너지는 저장된 자기 에너지와 같다. 따라서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W_{co} = \frac{1}{2} (I_s^t \ I_r^t) \begin{pmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^t & L_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ I_r \end{pmatrix} \quad (49)$$

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[18].

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 유도한게 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. 자체해석에서 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.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e \quad (50)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (51)$$

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad (52)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (53)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (54)$$

$$\vec{M} = \chi \vec{H} + \vec{M}_r \quad (55)$$

여기서, $\vec{M}$ 은 자화량, χ 는 자화율, $\vec{M}_r$ 은 잔류 자화량이다. 식(54)를 식 (50)에 대입하여 정리하고 $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 의 관계를 이용하여 식(50)를 $\vec{H}$ 에 대해 정리하면 식 (56)과 같다.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) - \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (56)$$

식(56)을 식(50)에 대입하여 정리하면 다음식과 같다.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o + \vec{J}_e + \nabla \times \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (57)$$

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 (58)와 같은 자기벡터 포텐셜을 이용한 해석영역의 2계 편미분의 지배방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -J_o \\ + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial M_{ry}}{\partial x} - \frac{\partial M_{rx}}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (58)$$

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.

$$\begin{aligned} \int_{s^e} \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \\ - \int_{s^e} \frac{1}{\mu_r} \left(M_{rx}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial y} - M_{ry}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial x} \right) dx dy \\ - \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy - \sigma \frac{d}{dt} \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 N_{ie} N_{je} A_{ie} dx dy = 0 \end{aligned} \quad (59)$$

(j = 1, 2, 3)

식 (59)의 요소방정식을 전요소에 대하여 조립하면, 식 (60)과 같은 각절점

에 대한 자기벡터 포텐셜과 각 상전류에 대한 선형연립방정식을 얻게 된다.

$$[[S] - [C]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} [[T] [0]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = [G] \quad (60)$$

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 (60)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.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[C] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [T] & [0] \\ l_{stk}[C]^T & [L_o] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \{V\} \end{Bmatrix} \quad (61)$$

식 (61)의 시간미분항을 후퇴차분법을 이용하여 처리하여 식을 정리하면 식 (62)과 같은 회로방정식을 고려한 전체 시스템 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]^T}{\Delta t} & -[C] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o] + \Delta t [R]}{l_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} \frac{[T]^T}{\Delta t} & [0] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o]}{l_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_t + \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \frac{\Delta t}{l_{stk}} \{V\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (62)$$

제 5 장 특성 해석 결과 및 고찰

5.1 농형 유도 전동기 사양

모델링 대상 3상 농형 유도 전동기의 사양은 다음과 같다.

표 1. 3상 농형 유도 전동기 사양

정격 출력	1 [hp]
전원 전압	220/380 [V]
전원 주파수	60 [Hz]
고정자 슬롯 수	36 개
회전자 슬롯 수	44 개
코일 턴 수	69 [turn]
회전자 관성 모멘트	0.0024 [kg·m ²]
고정자 길이	70 [mm]
고정자 안쪽 반지름	41.25 [mm]
공극 길이	0.35 [mm]
공극 반지름	41.075 [mm]
고정자 1상당 저항	5.81413 [Ω]
회전자 도체 봉 저항	7.0539×10^{-5} [Ω]
회전자 단락링 저항	9.92506×10^{-7} [Ω]

5.2 고장 특성 해석 결과 및 고찰

표 1에 제시한 1마력, 3상 농형 유도 전동기의 자료를 이용하여 winding function 이론을 기반으로 한 해석적 방법과 유한요소해석 방법으로 유도 전동기의 도체 바 고장 시의 특성을 시뮬레이션 하였고, 고정자 전류 U상을 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform; FFT) 하여 특성을 고찰하였다.

회전자 도체 봉 파손 시의 전류 특성을 확인하기 위한 주파수 성분은 다음과 같다.

$$f_{sb} = f_s (1 \pm 2s) \quad (63)$$

f_{sb} 는 2배 슬립 주파수 측 대역(sideband) 성분이다.

Winding function 이론을 이용해서 구한 정상상태의 고정자 전류 스펙트럼을 그림 7에 나타내었다. x 축은 주파수를, y 축은 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density; PSD)로 나타내었으며, 각각의 주파수 측 대역 성분의 크기는 $-46.74[\text{dB}](55\text{Hz})$, $-40.03[\text{dB}](65\text{Hz})$ 이다.

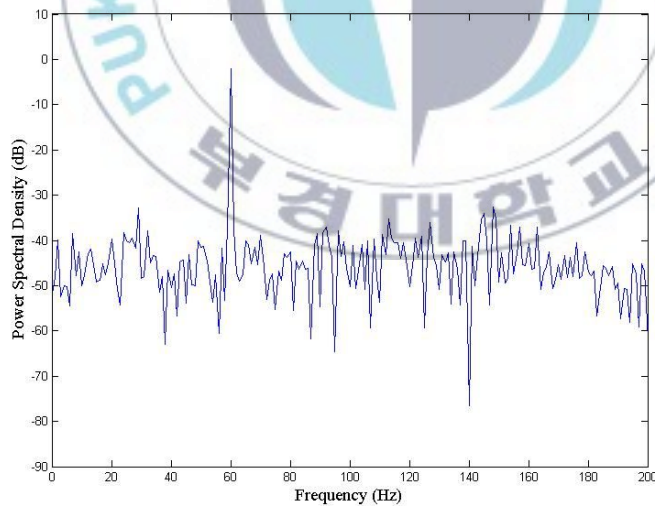
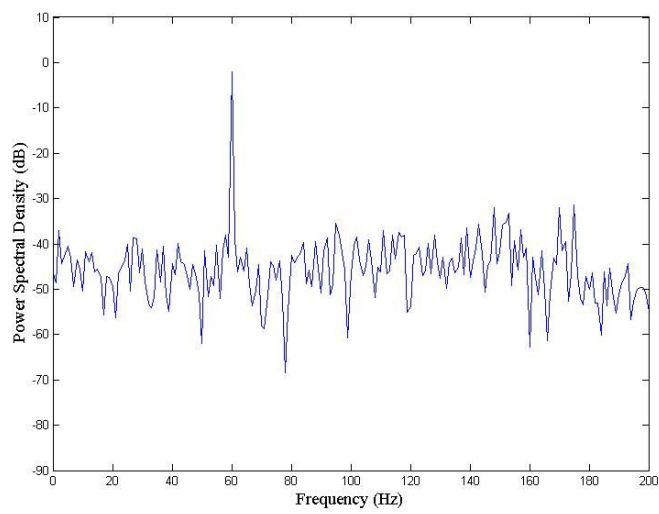


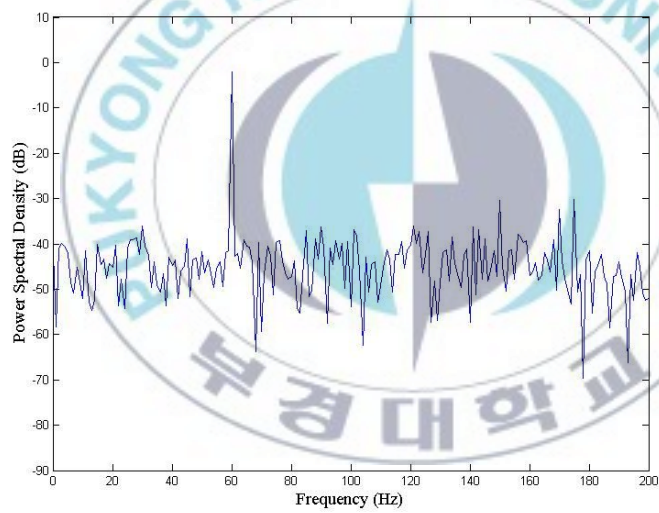
그림 7. 정상상태시의 고정자 전류 스펙트럼

회전자 도체 봉의 위치별 파손이 고장 특성에 미치는 영향을 확인하기 위하여 고장이 발생한 회전자 도체 봉의 개수를 1개, 2개, 3개, 4개로 나누어서 특성을 해석하였다. 파손된 도체 봉의 개수가 2개 이상인 경우에는 봉이 연속적으로 파손된 경우와 불연속적으로 파손된 경우에 대해서도 특성을 비교하였다. 그림 8은 도체 봉 1개가 파손되었을 경우의 스펙트럼 결과를 나타낸다. 정상상태시의 측 대역 주파수의 크기가 증가함을 알 수 있다. 그림 9는 도체 봉 2개가 파손된 경우의 스펙트럼 결과이다. 해석 결과에서 알 수 있듯이 도체 봉 2개가 연속적으로 파손된 경우의 측대역 주파수 스펙트럼 크기가 불연속적으로 파손된 경우의 크기보다 크게 나타남을 알 수 있다. 그림 10은 도체 봉 3개가 파손된 경우의 스펙트럼 결과이고 그림 11은 도체 봉 4개가 파손된 경우의 스펙트럼 결과이다. 도체 봉 2개가 파손된 경우의 결과와 비슷하게 나타났으며, 도체 봉의 파손 개수가 증가할수록 측대역 주파수의 크기가 증가함을 알 수 있다. 표 2는 도체 봉 4개 파손시의 측 대역 주파수 중 55Hz에 대한 고장 특성 결과를 종합하였다.

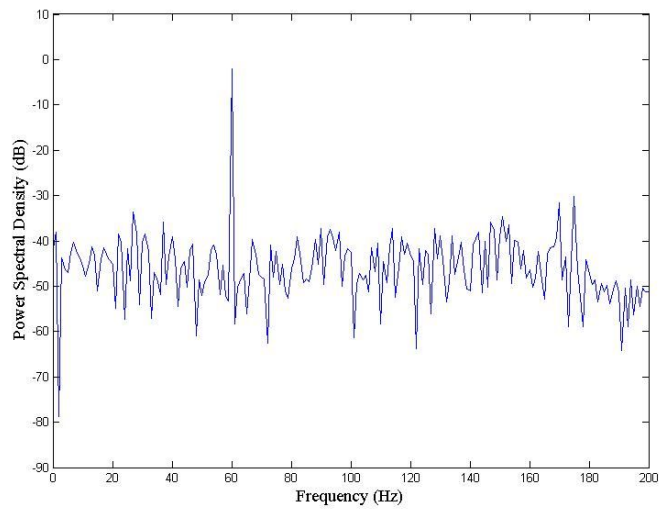
그림 12, 13 및 14는 도체 봉 3개, 4개가 파손시의 유한요소해석 결과를 나타낸다. 도체 봉 3개의 파손시의 해석 결과에서 연속적으로 파손된 경우의 스펙트럼의 결과가 불연속적으로 파손된 경우의 해석 결과보다 크기가 증가함을 알 수 있다. 그리고 도체 봉 3개 파손시의 스펙트럼 크기보다 도체 봉 4개의 스펙트럼 크기가 더 크게 나타남을 알 수 있다. 유한요소 해석 결과와 표 2의 해석 결과의 비교로부터 winding function을 이용한 해석 결과의 타당성을 확인 할 수 있다. 유한요소 해석 결과에 의한 스펙트럼 그래프가 winding function 이론을 이용한 결과보다 더 부드러운 것은 유한요소 해석으로부터 구한 전류의 파형이 정현파에 더 가깝기 때문이다.



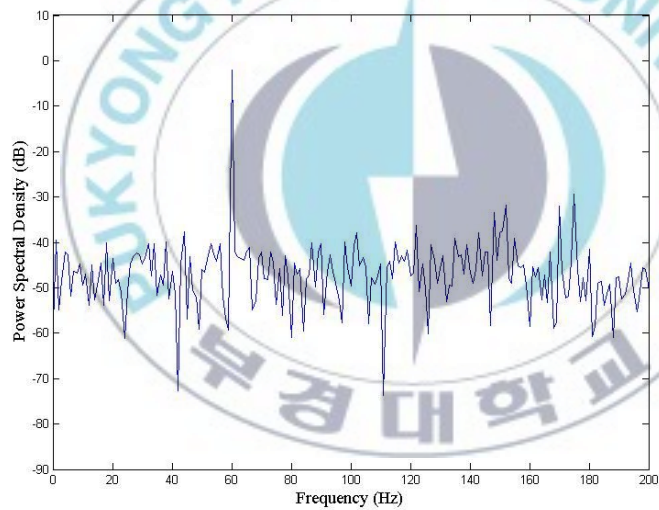
(a) 도체 봉 1번이 파손 된 경우



(b) 도체 봉 2번이 파손 된 경우

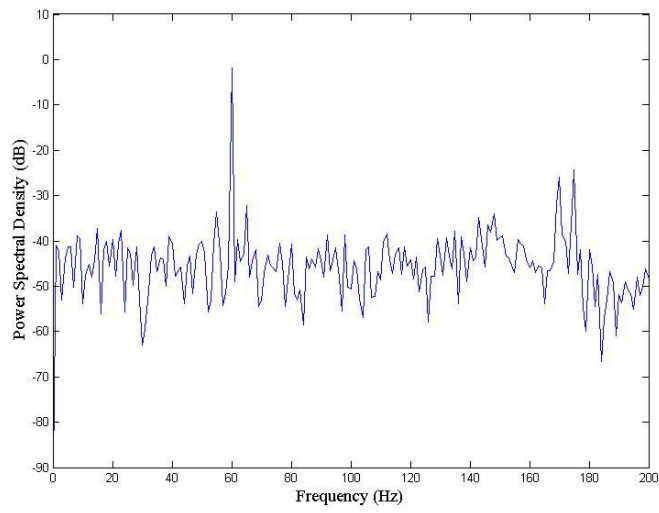


(c) 도체 봉 3번이 파손 된 경우

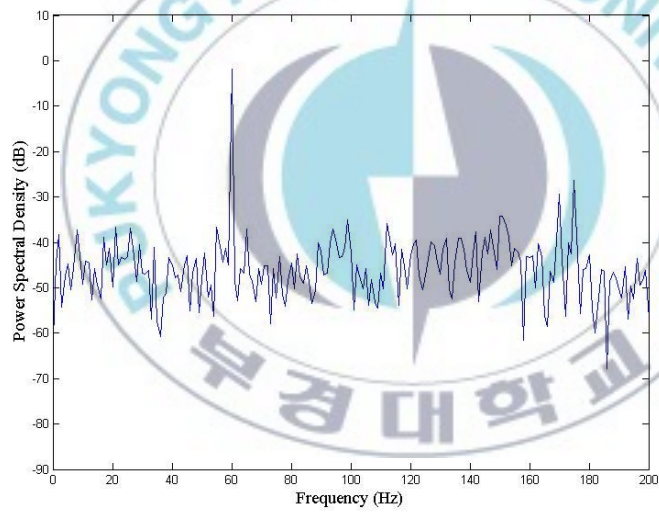


(d) 도체 봉 4번이 파손 된 경우

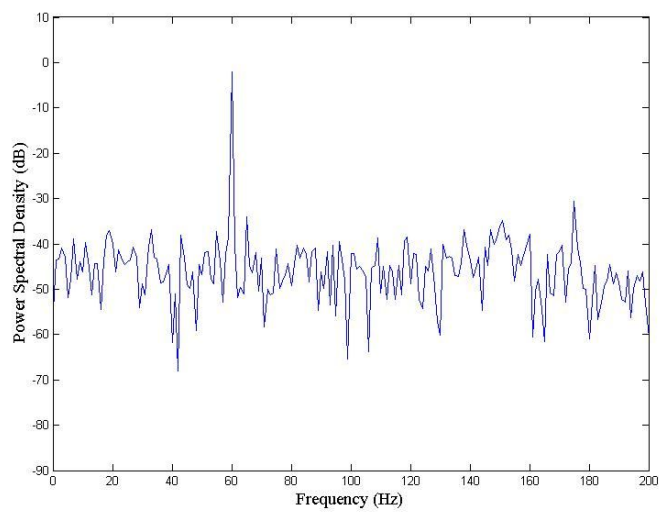
그림 8. 도체 봉 1개가 파손 된 경우의 전류 스펙트럼



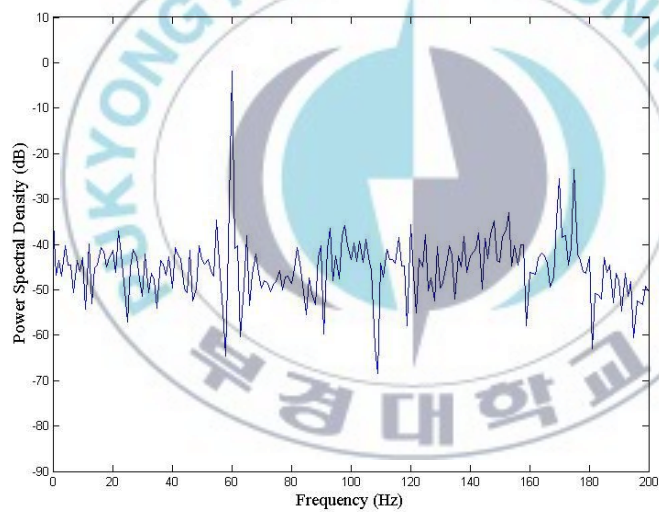
(a) 도체 봉 1,2번이 파손 된 경우



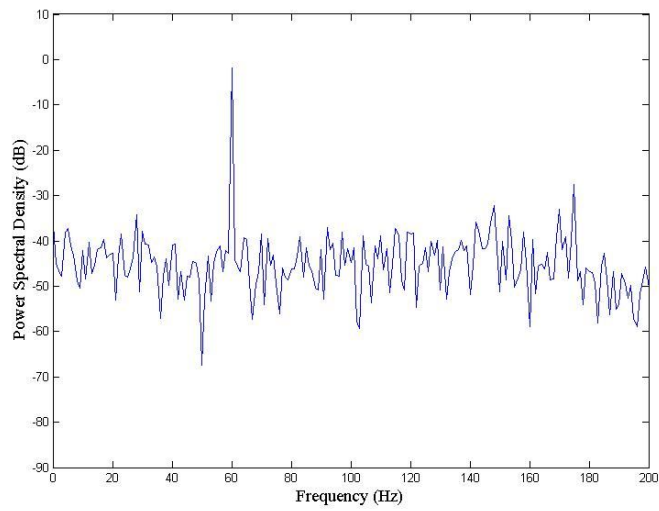
(b) 도체 봉 1,3번이 파손 된 경우



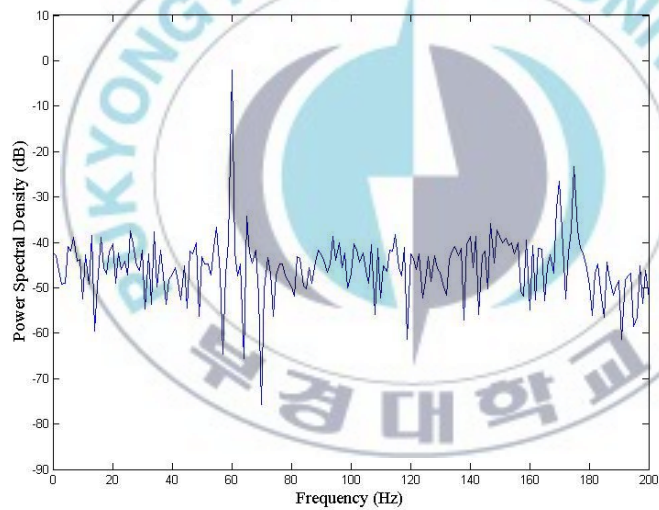
(c) 도체 봉 1,4번이 파손 된 경우



(d) 도체 봉 2,3번이 파손 된 경우

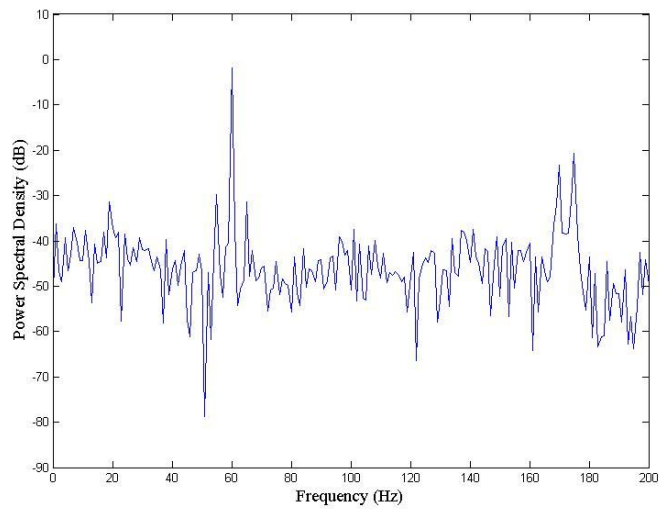


(e) 도체 봉 2,4번이 파손 된 경우

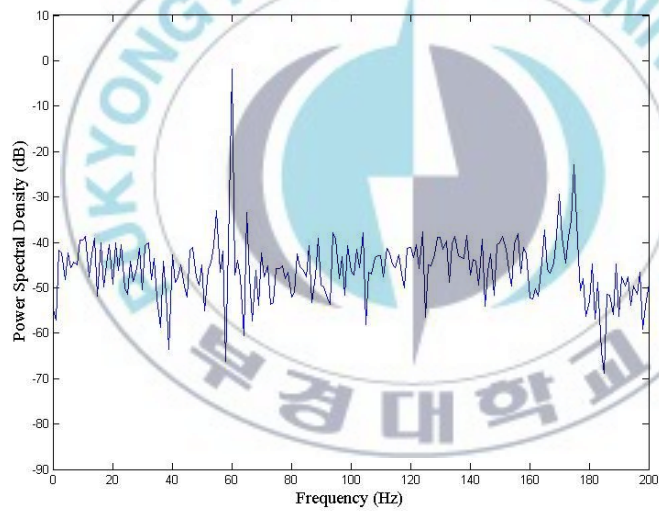


(f) 도체 봉 3,4번이 파손 된 경우

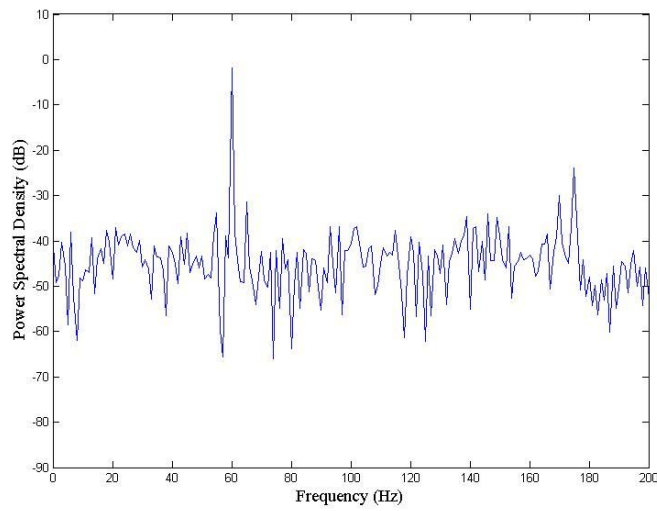
그림 9. 도체 봉 2개가 파손된 경우의 전류 스펙트럼



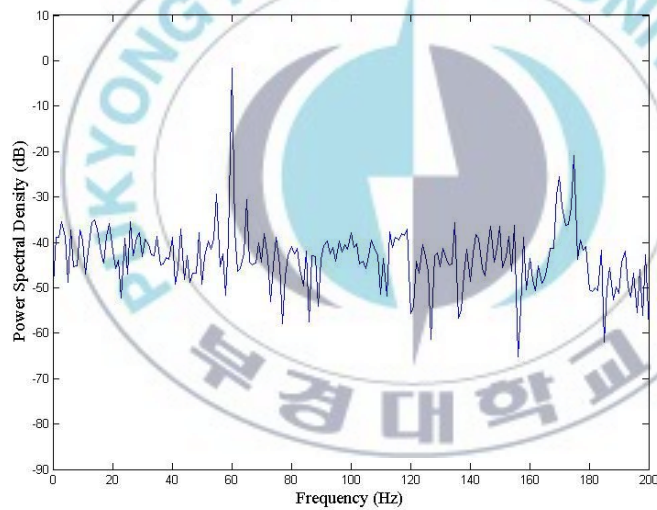
(a) 도체 봉 1,2,3번이 파손 된 경우



(b) 도체 봉 1,2,4번이 파손 된 경우



(c) 도체 봉 1,3,4번이 파손 된 경우



(d) 도체 봉 2,3,4번이 파손 된 경우

그림 10. 도체 봉 3개가 파손 된 경우의 전류 스펙트럼

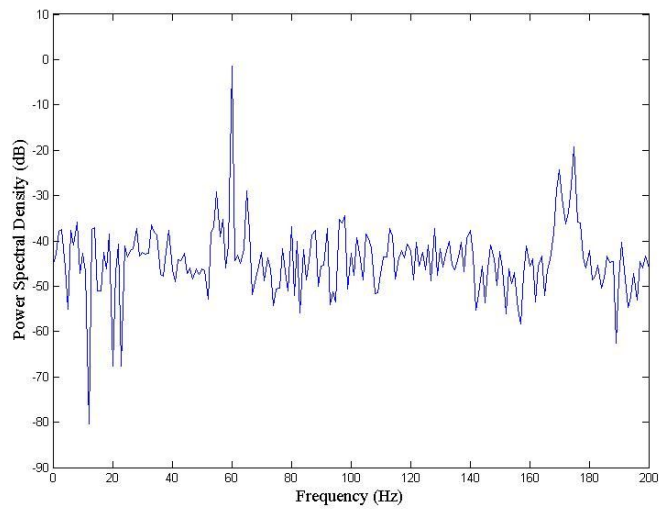


그림 11. 도체 봉 1,2,3,4번이 파손 된 경우의 전류 스펙트럼

표 2. 도체 봉 파손시의 특성 해석 결과

	번호	주 파 수 (Hz)	크기	번호	주 파 수 (Hz)	크기	번호	주 파 수 (Hz)	크기	번호	주 파 수 (Hz)	크기	번호	주 파 수 (Hz)	크기
도체봉 1개	1	55	-42 .21	2	55	-45 .27	3	55	-44 .93	4	55	-44 .12		55	
도체봉 2개	1,2	55	-34 .64	1,3	55	-36 .58	1,4	55	-37 .31	2,3	55	-35 .64	2,4	55	-37 .37
도체봉 3개	1,2 ,3	55	-31 86	1,2 ,4	55	-32 .01	1,3 ,4	55	-32 .88	2,3 ,4	55	-32 .40		55	
도체봉 4개	1,2, 3,4	55	-29 .15		55			55			55			55	

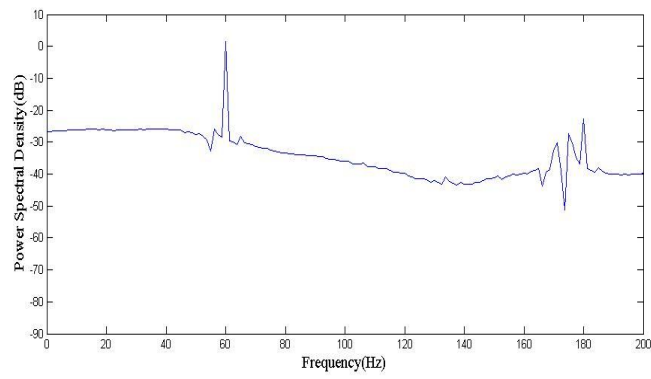


그림 12. 도체 봉 1,2,3번이 파손 된 경우의 전류 스펙트럼

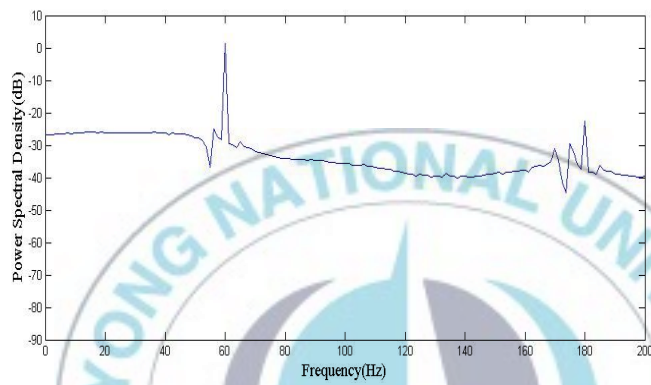


그림 13. 도체 봉 1,3,4번이 파손 된 경우의 전류 스펙트럼

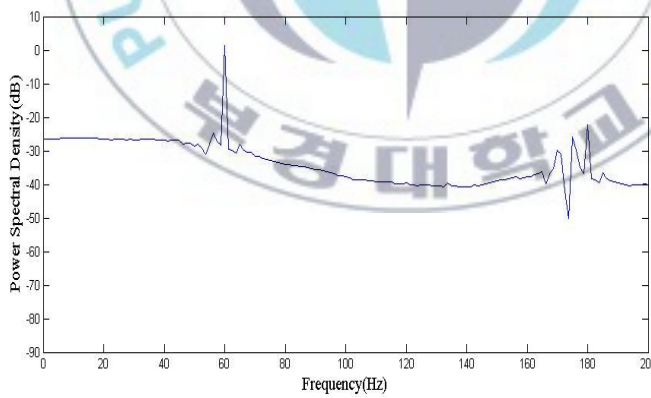


그림 14. 도체 봉 1,2,3,4번이 파손 된 경우의 전류 스펙트럼

제 6 장 결 론

본 논문에서는 3상 농형 유도 전동기의 고장 특성해석에 관하여 서술하였다. 특성해석은 winding function 이론을 이용하였고, 고장 상태 분석은 고정자 전류 신호 분석 기법 (Motor Current Signature Analysis; MCSA)을 이용하였다. Winding function 이론을 이용하여 농형 유도전동기의 도체 봉의 개수에 따른 고장특성을 해석하였다. 도체 봉의 개수가 2개 이상인 경우 연속적인 봉의 고장과 불연속적인 고장에 대하여 구분하여 특성을 해석하였다.

해석 결과 고장 난 도체 봉의 개수가 증가할수록 측 대역 주파수 성분이 증가함을 알 수 있었고, 연속적으로 도체 봉의 고장을 갖는 경우가 불연속적인 경우보다 측 대역 주파수의 성분이 약간 증가함을 알 수 있었다. 해석 결과를 유한요소해석 결과와 비교, 검토하여 해석의 타당성을 확인하였다.



참 고 문 헌

- [1] 양보석, “진동신호분석기술을 이용한 유도전동기의 결함분석 및 진단”, 인터뷰전, pp. 289-396, 2007
- [2] 박병주 외 5인 공저, 산업 전기 설비의 진단 기술, 한국전기연구원, 다솜출판사, pp. 173-246, 2005
- [3] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1 (motor analysis)," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, pp.679-683, Dec 1991.
- [4] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, pp. 241-247, June 1995.
- [5] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 311-318, March/April 1995.
- [6] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen and A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 4, pp. 910-918, July/August 1996.
- [7] Gojko, J.M.; Momir, D.D.; Aleksandar, O.B., "Skew and linear rise of MMF across slot modeling-winding function approach," Energy conversion, iee transactions on, Vol.14, No.3, pp.315-320, Sep 1999

- [8] Gojko M. Joksimovic, and Jim Penman, "The Detection of Inter-turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 47, No. 5, pp. 1078-1084, October 2000
- [9] V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, G. Barakat, " An Accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 63, pp. 377-391, 2003.
- [10] Subhasis Nandi, "Modeling of Induction Machines Including Stator and Rotor Slot Effects", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 40, No. 4, pp. 1058-1065, July/August 2004
- [11] A. Ghoggal, S.E. Zouzou, H. Razik, M. Sahraoui, A. Khezzar, "An improved model of induction motors for diagnosis purposes - Slot skewing effect and air-gap eccentricity faults", Energy Conversion and Management, Vol. 50, Issue 5, pp. 1336-1347, 2009
- [12] Jawad Faiz, Bashir Mahdi Ebrahimi, and Hamid A. Toliyat, "Effect of Magnetic Saturation on Static and Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motor", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 45, No. 8, pp. 3137-3144, August 2009
- [13] T. A. Lipo, "Theory and control of synchronous machines," Lecture Notes for ECE 511, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, Madison, 2002.
- [14] Hyung-Woo Lee, Tae-Hyung Kim and Changho Choi, "A Novel Internal Fault Analysis of a Brushless DC Motor Using Winding Function Theory", Electric Machines and Drives, 2005 IEEE

International Conference on, pp.11-16, May 2005

[15] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor faults," IEEE Industry Applications Magazine, pp. 26-34, July/August 2001.

[16] G.K. Singh, Sa'ad Ahmed Saleh Al Kazzaz, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research-a survey", Electric Power Systems Research, Vol 64, pp. 145-158, 2003

[17] Mohamed B. Mohamed Y.K. Abdelmalek K., "Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects," Journal of Electrical Engineering, Vol.57, No.4, pp.193-199, 2006.

[18] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1992



Fault Characteristic Analysis of 3 Phase Squirrel Cage Induction Motor by WFT

Dae-Wun Seo

*Department of Electrical Engineering
Graduate School of Industry
Pukyong National University*

Abstract

The induction motor is the most important one because of its simplicity, low cost and ease of operation. Condition monitoring and diagnostic faults used for increasing machinery availability, performance and machine life. It is also used for reducing consequential damage, spare parts inventories and breakdown maintenance. Asymmetrical operation of the induction motor results in poor efficiency which eventually leads to the failure of the motor. An intrinsic rotor eccentricity is unavoidable in real machines. Broken rotor bars can be a serious problem with certain induction motors due to heavy duty cycles. Although broken rotor bars do not initially cause an induction motor to fail, there can be serious secondary effects. Motor analysis is important to diagnose faults at early stages. The stator currents are used to analyze the fault characteristics.

This paper focuses on the fault characteristic analysis of squirrel cage induction motor. Winding Function Theory(WFT) is used to analyze the fault characteristic of squirrel cage induction motor and the simulation results are identified by the frequency component obtained by means of motor current signature analysis(MCSA). Simulation and FEM results confirm the validity of the proposed approach.

감사의 글

본 논문이 완성되기까지 보살핌과 격려를 아끼지 않았던 분들에 대하여 감사의 마음을 전하고자 합니다. 늦게나마 시작한 대학원 생활을 무사히 마칠 수 있도록 도와주신 박한석 지도교수님께 감사드리고 바쁘신 가운데 세심한 검토와 조언으로 심사를 해주신 우경일 교수님, 권성열 교수님께도 감사를 드립니다.

그리고 묵묵히 눈여겨보며 어려움 없이 늦각이 졸업이 되도록 도와주신 동료, 후배, 이웃들의 고마움에 한번 더 인사드리며 몸소 배운 것을 바탕으로 최선을 다해 살아가겠습니다.



2010년 12월
徐大雲