



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

不確度를 考慮한  
3相 誘導電動機의 效率 計算



2017年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

朴 晋 佑

工學碩士 學位論文

不確度를 考慮한  
3相 誘導電動機의 效率 計算



指導教授 禹 炅 一

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2017 年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

朴 晋 佑

이 論文을 朴晋佑의 工學碩士  
學位 論文을 認准함

2016 年 12 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

<b>Abstract</b> .....	iii
<b>제 1 장 서 론</b> .....	1
<b>제 2 장 3상 유도전동기</b> .....	2
2.1 기본구조 .....	2
2.2 회전자계 .....	3
2.3 운전특성 .....	7
2.4 회전자 형태에 따른 특성 .....	9
2.5 효율 계산 .....	13
<b>제 3 장 측정 불확도</b> .....	17
<b>제 4 장 유한요소법</b> .....	22
4.1 유한요소법 개요 .....	22
4.2 유한요소해석 정식화 .....	25
<b>제 5 장 특성해석 결과 및 고찰</b> .....	29
5.1 유도전동기의 제원 .....	29
5.2 유도전동기의 효율 계산 .....	31

제 6 장 결 론 .....51

참고문헌 .....52



Efficiency Calculation of 3 phase Induction Motor  
by Considering Uncertainty

Jin-Woo, Park

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

**Abstract**

Generally speaking, the 3 phase induction machine is the most widely used machine in industry and consumes much power because its structure and manufacture systems are very simple and also maintenance fee is low. Therefore, the high efficiency 3 phase induction motor is recommended in industry field because of the energy shortage and efficiency level is changed from high to premium high efficiency. Because the induction manufacturers want a precise efficiency value of a 3 phase induction motor the new method of efficiency calculation is needed.

This paper describes on the efficiency calculation of 3 phase induction motor by considering uncertainty. A new efficiency calculation of the induction motor by considering uncertainty applied to the simulation technique. From the results, it is known that the efficiency value of induction motor not considering uncertainty exists in the range of efficiency value obtained by considering uncertainty.

## 제 1 장 서 론

오늘날 사용되는 전체 에너지 중 50[%]이상이 산업현장에 쓰이며, 이 에너지 중 약 70[%]는 수많은 전동기 시스템 특히 3상 유도전동기를 구동하기 위해 쓰이고 있다. 앞으로도 경제성장을 도모하기 위해 3상 유도전동기 시스템 사용량이 꾸준히 증가할 것이며, 그에 따른 에너지 소비량은 2030년까지 두 배 이상이 될 것이라는 전망이 있다. 이에 따라 3상 유도전동기에 대한 효율 등급의 기준이 고효율에서 프리미엄 고효율로 높아지고 있는 상황이며, 전동기의 사용자 및 제조자들은 정확하고 신뢰성 있는 효율값 제시에 대한 욕구가 증가하고 있다. 그러나 전동기의 효율을 높이기 위한 연구는 활성화 되어 있는 반면 효율측정 결과의 신뢰도에 대한 연구는 미비한 실정이다. 최근 효율 평가에서 발생될 수 있는 각 시험 값의 분산 특성을 고려하여 정확하고 신뢰성 있는 효율값을 제시할 수 있는 측정 불확도 추정 방법에 대한 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 불확도 개념을 이용하여 3상 유도전동기의 효율 계산에 대하여 설명한다. 먼저 상용 유한요소해석 프로그램을 이용하여 정현파로 구동되는 3상 유도전동기의 불확도를 고려하지 않은 효율을 계산한다. 그리고 일반적으로 실험 데이터의 평가에 사용되었던 불확도 개념을 시뮬레이션에 적용하는 방법을 연구하고 적용한다. 또한 3상 유도전동기의 재료 중 권선에 대한 오차를 이용하여 정현파 구동 3상 유도전동기의 효율을 계산하여 불확도를 고려하지 않고 구한 효율값과 비교 검토한다.



## 제 2 장 3상 유도전동기

### 2.1 기본 구조

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

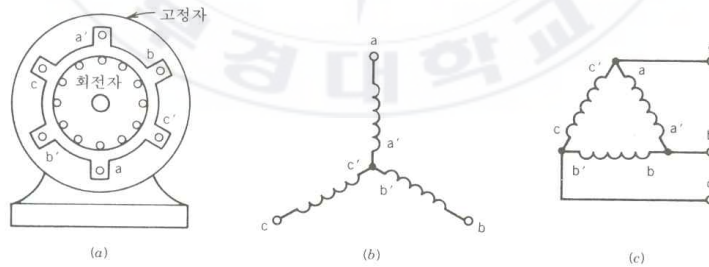


그림 1. 3상 농형유도기.

(a) 단면도, (b) Y결선 고정자 권선, (c)  $\Delta$ 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.

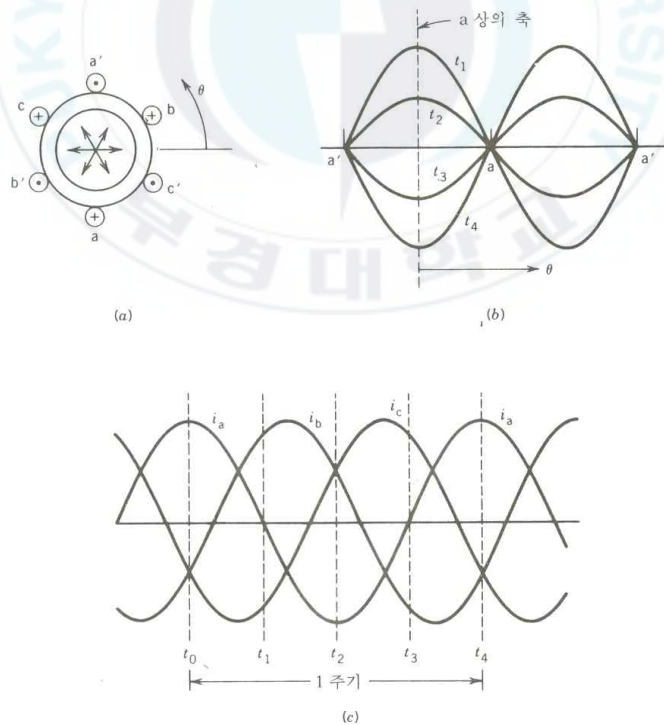


그림 2. 기자력 파형

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 권선에서 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  $t = t_0$ 에서와 같이 그 크기가 1.5배이다. 그러나 그 방향은 공간에서 시계 반대 방향으로  $90^\circ$  (전기각) 회전하였다.  $t = t_2$  와  $t = t_3$ 일 때 전류와 합성 기자력은 각각 그림 3(d) 와 3(e)에서 보여주고 있다.

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

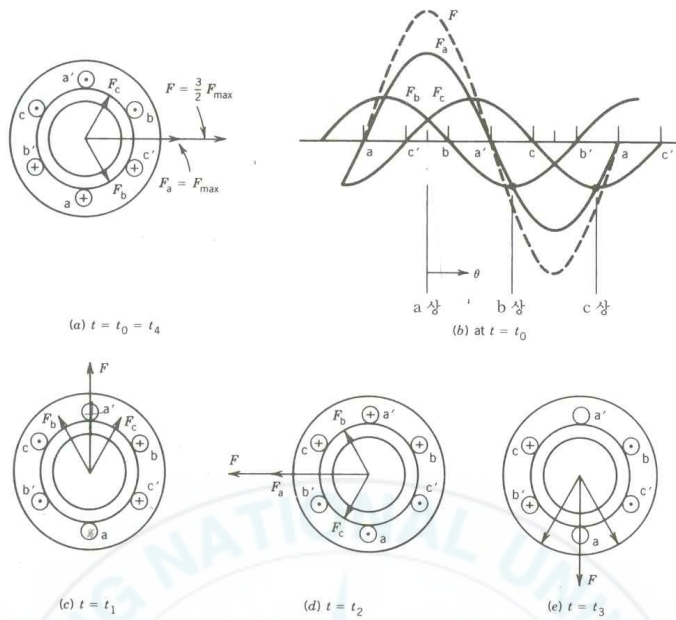


그림 3. 그림 형식으로 보여주는 회전 자계:  
여러 순간의 기자력

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 파형의 분당 회전수는 다음과 같다.

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

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 순서를 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 법칙에 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, 회전자의 속도는 동기 속도  $N_s$  보다는 작지만 안정된 속도  $N$  에 도달하게 된다. 회전자의 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  $s$  라고 하며, 이를 정의하면

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

만약 당신이 회전자 위에 앉아 있다면 당신은 회전자가 회전 자계에 대해 슬립 회전수는  $slip\ rpm = N_s - N = sN_s$  로서 미끄러지는 것을 알 수 있을 것이다. 회전자 회로에서 유기되는 기전력과 전류의 주파수  $f_2$  는 이러한 슬립 회전수에 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.

## 2.4 회전자 형태에 따른 특성

유도전동기의 특성은 회전자의 형태에 따라 달라진다. 회전자를 고 저항으로 설계하면 전동기의 기동 토크가 상당히 높아지지만, 정상 동작 상태에서 슬립도 아주 높아진다는 것이다. 높은 회전자저항을 가진 전동기는 좋은 기동 토크를 가지지만 정상 동작 상태에서의 효율이 나빠진다. 반면에, 낮은 회전자저항을 가진 전동기는 낮은 기동 토크를 가지지만 정상 동작상태에서 높은 효율을 가진다. 유도전동기 설계자는 높은 기동 토크와 좋은 효율의 상충되는 요구사이에서 절충할 수밖에 없다. 그림 4는 바람직한 유도전동기 특성을 나타내고 있다. 이 그림은 두개의 권선형 유도전동기의 특성을 보여주고 있다. 하나는 고 저항을 가진 것이고 다른 하나는 저 저항을 가진 것이다. 고 슬립에서, 바람직한 전동기는 고 저항 권선형 유도전동기 곡선에서처럼 동작하고 저 슬립에서는 저 저항 권선형 유도전동기 곡선에서처럼 동작한다. 다행스럽게도, 농형 유도전동기 회전자설계에서 누설리액턴스를 이용함으로써 이 효과를 얻을 수 있다.

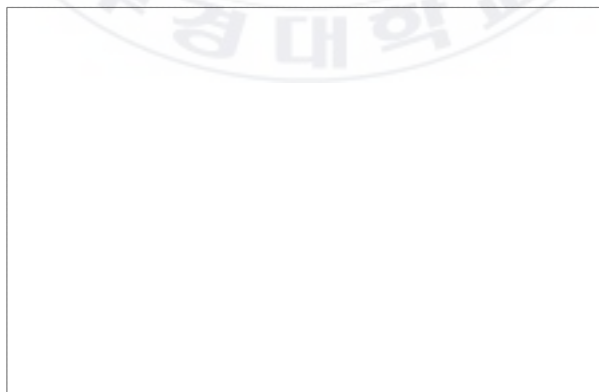


그림 4. 저속(고 슬립)에서의 고 저항영향과 고속(저 슬립)에서의 저 저항영향을 결합한 토크-속도 특성곡선.



유도전동기 등가회로에서 리액턴스는 언급된 회전자 누설리액턴스의 형태로 나타난다. 누설리액턴스는 고정자권선과 결합하지 않는 회전자 자속에 의한 것임을 상기하자. 일반적으로, 회전자바 또는 바의 일부분이 고정자에서 멀어질수록 회전자바 자속 중에서 점점 작은 량의 자속이 고정자에 도달하기 때문에 그것의 누설리액턴스는 증가하게 된다. 그러므로 만약 농형 회전자바가 거의 회전자의 표면에 놓여 있다면, 누설자속이 아주 작아지게 되고 리액턴스는 등가회로에서 작아질 것이다. 반면에, 회전자바가 회전자 표면에서 깊이 놓여있다면, 누설자속이 많아지고 회전자 리액턴스는 더 증가한다.

예를 들어, 그림 5(a)는 회전자에서 바의 단면을 보여주는 회전자 코아 적층판의 그림이다. 그림에서 회전자바는 상당히 크고 거의 회전자표면에 놓여있다. 이 같은 설계는 저저항, 낮은 누설리액턴스와  $X_2$ 를 가질 것이다. 회전자저항이 낮기 때문에, 탈출 토오크는 거의 동기속도근처에서 존재하고 전동기는 상당히 효율적이다. 그러나 회전자 저항이 작기 때문에, 전동기의 기동 토오크가 작아지고, 기동전류는 높아진다. 이런 형태의 설계를 NEMA 설계등급 A라고 부른다. 이것은 전형적인 유도전동기이고, 그 특성은 권선형 회전자 전동기에 별도의 저항을 삽입하지 않았을 경우의 것과 근본적으로 동일하다. 이것의 토오크-속도 특성은 그림 6에 나타나 있다.

그러나 그림 5(d)는 작은 바가 회전자 표면근처에 위치하고 있는 유도전동기 회전자의 단면을 보여주고 있다. 바의 단면적이 작기 때문에, 회전자 저항은 상대적으로 높다. 그리고 바가 고정자에 가까이 위치하고 있기 때문에, 회전자 누설리액턴스가 적게 되고, 이 전동기는 권선형 유도전동기의 회전자에 임시저항을 삽입한 경우와 매우 유사하다. 큰 회전자저항 때문에,

이 전동기는 고 슬립에서 탈출 토크를 가지고, 기동 토크는 상당히 높다. 이러한 형태의 회전자구조를 가진 농형 전동기를 NEMA설계등급 D라고 부른다. 이것의 토크-속도 특성을 그림 6에 나타내었다.

심구바 회전자 단면은 그림 5(b)에 있으며, 큰 단면적은 회전자저항을 상당히 작게 만들고, 낮은 슬립에서 좋은 효율을 가진다. 높은 슬립(기동조건)에서, 회전자바에서의 리액턴스는 저항에 비해 크다. 그래서 모든 전류는 고정자근처의 바에서 낮은 리액턴스부분으로 흐른다. 유효 단면이 적기 때문에, 회전자저항은 전보다 높다. 기동상태에서 높은 회전자저항으로, 설계등급 A에서 보다 기동토크는 상대적으로 높고, 기동전류는 낮다. 이러한 구조에서의 전형적인 토크-속도특성은 그림 6에서 설계등급 B곡선으로 나타난다.

2중농형 회전자단면은 그림 5(c)에 나타나있다. 그것은 회전자에 깊게 묻혀진 크고 낮은 저항세트의 바와 회전자 표면에서 작고 큰 저항세트의 바로 구성되어있다. 저 슬립과 고 슬립작용사이에서의 차이점이 너무 과장되어 있다는 것을 제외하고는 이것은 심구바(deep bar) 회전자와 유사하다. 기동상태에서는 작은 바가 효과적이다. 그리고 회전자저항은 상당히 높으며 이 큰 저항은 큰 기동 토크를 만든다. 그러나 정상동작 속도에서는 양쪽 바는 다 효과적이며, 저항은 거의 심구(deep)바 회전자만큼 낮다. 이런 종류의 2중 농형회전자는 NEMA등급 B와 등급 C의 특성을 만들기 위해서 이용되어진다. 이런 설계의 회전자에 대한 가능 토크-속도 특성은 그림 6에서 설계등급 B와 설계등급 C에서 설계되어 졌다.

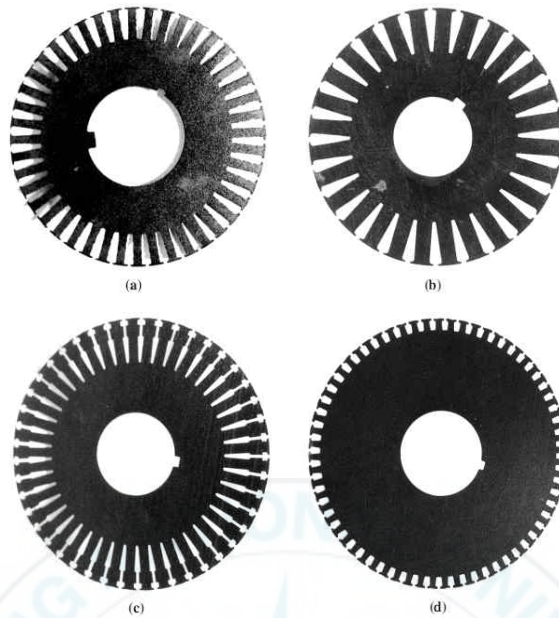


그림 5. 회전자바의 단면을 보여주는 전형적인 농형유도전동기 회전자의 적층판  
 (a) NEMA설계등급A - 표면근처에서 큰 바 (b) NEMA설계등급B - 크고 깊은  
 회전자바 (c) NEMA설계등급C - 2중농형회전자 설계 (d) NEMA설계등급D -  
 표면근처에서의 작은 바



그림 6. 여러가지 회전자 설계에 의한 전형적 토오크-속도 곡선

## 2.5 효율 계산

3상 유도전동기는 전기적 에너지를 입력으로 받아 기계적 에너지를 출력으로 내는 회전기기이다. 3상 유도전동기에 전기적 입력이 인가된 후 기계적 출력을 내기까지의 흐름을 그림 7에서 보여준다.

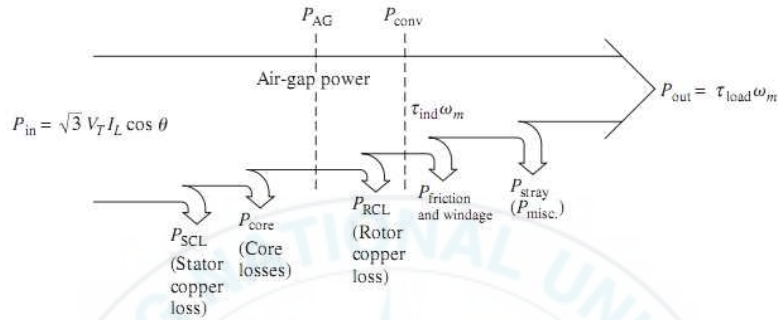


그림 7. 3상 유도전동기의 전력 흐름도

3상 유도전동기의 고정자에 입력 전력  $P_{in}$ 은 여러 손실을 거쳐 토크와 회전속도를 가지는 출력  $P_{out}$ 으로 나타난다. 따라서 입력에 대한 출력의 비율로 결정되는 3상 유도전동기의 효율을 결정하기 위해 각 손실들을 계산해야 하며, 이를 위해 각 손실들이 발생하는 원인을 알아야 한다.

### 2.5.1 고정자 동손 $P_{SCL}$

그림 7에서 3상 유도전동기의 고정자에 인가되는 입력 전력  $P_{in}$ 은 식(15)과 같다.

$$P_{in} = \sqrt{3} V_T I_L \cos \theta \quad (15)$$

입력 전력  $P_{in}$ 이 고정자에 인가된 후, 가장 먼저 나타나는 손실은 고정자 동손  $P_{SCL}$ 이다. 고정자 권선이  $R_S$ 의 고정자 저항을 가질 때, 고정자 동손의 결정은 식(16)과 같다.

$$P_{SCL} = 3I_S^2 R_S \quad (16)$$

### 2.5.2 철손 $P_{core}$

다음으로 나타나는 손실은 철손  $P_{core}$ 이다. 철손은 자계 내에서 자성체가 발생하는 손실이며, 유도전동기의 고정자와 회전자는 모두 자성체이므로, 각각에서 철손이 발생한다. 하지만, 회전자 전류의 주파수는 고정자 전류의 주파수와 슬립의 관계가 있고, 정격속도에서의 슬립은 대단히 낮으므로, 회전자 전류의 주파수는 매우 작다. 따라서 고정자와 회전자 모두에 철손은 발생하지만, 회전자에서 발생하는 손실은 매우 적어 유도전동기의 철손은 고정자에서 발생하는 것으로 고려한다.

### 2.5.3 회전자 동손 $P_{RCL}$

고정자에 인가된 입력 전력  $P_{in}$ 은 고정자 동손  $P_{SCL}$ 과 철손  $P_{core}$ 이 제외되어 공극을 거쳐 회전자로 넘어간다. 이 전력을 공극전력  $P_{AG}$ 라 하고, 식(17)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{AG} = P_{in} - P_{SCL} - P_{core} \quad (17)$$

또한, 공극전력  $P_{AG}$ 는 기계적인 양으로 나타낼 수 있고, 식(18)과 같다.

$$P_{AG} = \tau_{ind} \omega_s \quad (18)$$

공극으로 넘어간 전력은 회전자에서 발생하는 손실을 거쳐 기계적인 에너지로 변환되는데, 이 전력을 변환전력  $P_{conv}$  라 하고, 식(19)와 같이 나타낸다.

$$P_{conv} = \tau_{ind} \omega_m \quad (19)$$

두 전력의 차이는 슬립에 있고, 공극전력에서 회전자 동손이 제외된 전력이 변환전력이기 때문에, 회전자 동손의 결정은 식(20)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{RCL} &= P_{AG} - P_{conv} \\ &= \tau_{ind} \omega_s - \tau_{ind} \omega_m \\ &= \tau_{ind} \omega_s - \tau_{ind} (1-s) \omega_s \\ &= s \tau_{ind} \omega_s = s P_{AG} \end{aligned} \quad (20)$$

#### 2.5.4 풍손 및 마찰손 $P_{fw}$ , 표류부하손 $P_{stray}$

마지막으로 고려해야할 손실은 회전자에 부착된 냉각팬, 베어링 등에서 기인하는 풍손 및 마찰손  $P_{fw}$ , 그리고 표류부하손  $P_{stray}$  이 있다. 풍손 및 마찰손은 기계적인 양이며, 표류부하손은 그 측정이 매우 곤란하여 일정 상수로 취급하여 효율을 계산한다.

#### 2.5.5 3상 유도전동기의 효율

3상 입력이 주어졌을 때, 유도전동기의 효율을 결정하는 손실을 모두 구하면, 그 계산은 식(21)과 같다.

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 & (21) \\
&= \frac{P_{in} - (P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray})}{P_{in}} \times 100 \\
&= \left(1 - \frac{P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}}\right) \times 100[\%]
\end{aligned}$$



### 제 3 장 측정 불확도

측정 불확도란 사용된 정보를 기초로 하여, 측정량에 대한 측정값의 분산 특성을 나타내는 음이 아닌 파라미터를 나타내며, 그 보고는 다음과 같이 한다.

$$\text{결과값} \pm \text{확장불확도} \quad (\text{단, 신뢰수준 } 00 [\%], k=0) \quad (22)$$

측정 결과에 대한 불확도를 산출하기 위해서 가장 먼저 해야 하는 것은 입력량과 출력량 사이의 모델식을 수립하는 것이다. 이를 유도전동기의 효율에 대한 불확도를 평가하고자 할 때 적용시키면 고정자 동손  $P_{SCL}$ 을 구하는 식, 회전자 동손  $P_{RCL}$ 을 구하는 식, 철손  $P_{core}$ 을 구하는 식, 효율  $\eta$ 을 구하는 식 모두에 해당한다.

모델식이 주어지면 출력량에 영향을 주는 인자들을 선정한 후, 각 인자에 대한 측정값 및 표준오차를 측정하여 A형 또는 B형 표준 불확도를 산출해야 한다. 출력량에 영향을 주는 인자는 반복측정에서 기인하는 오차, 측정기(계측기)의 정밀도, 측정 대상의 시험(표준)성적서 등이 있으며, 이 중 반복적인 실험에서 기인하는 오차로부터 산출한 표준 불확도를 A형 표준 불확도라 한다. A형 표준 불확도를 산출하는 방법은 식(23)과 같다.

$$\mu_A = \frac{s}{\sqrt{n}} \quad (\text{단, } s : \text{표준편차, } n : \text{측정횟수}) \quad (23)$$

즉, A형 표준 불확도는  $n$ 회 반복 실험을 통해서 raw data를 얻어낸 후, raw data로부터 평균값 및 분산, 표준편차를 계산하여 얻어진다.



반복측정에서 기인하는 것이 아닌, 정보나 경험 등의 비통계적 방법으로 산출하는 표준 불확도를 B형 표준 불확도라 한다. B형 표준 불확도에는 측정 대상의 시험(표준)성적서에 기입된 값, 계측기의 정밀도 오차 등으로부터 기인하며, 시험(표준)성적서에 기입된 표준 불확도는 그대로 적용하되, 계측기의 정밀도에서 기인하는 오차로부터의 B형 표준 불확도는 식(24)를 통해 산출한다.

$$\mu_B = \frac{a}{\sqrt{3}} \quad (\text{단, } a \text{는 오차의 반 범위}) \quad (24)$$

각 인자들의 A형, B형 표준 불확도를 산출한 후에 이를 식(25)의 RSS(Root-Sum-Square)에 의해 합성한 것을 합성 표준 불확도라고 정의한다.

$$\mu_c = \sqrt{\mu_A^2 + \mu_B^2} \quad (25)$$

예를 들어, 유도전동기의 고정자에 흐르는 전류를 전류계를 사용하여 측정하고자 할 때, 10회의 반복측정으로 raw data를 얻었다면, 이를 통해 A형 표준 불확도를 산출할 수 있으며, 전류계의 정밀도 오차로부터 B형 표준 불확도를 산출할 수 있다. 여기서 산출한 A형, B형 표준 불확도 모두 고정자 전류의 표준 불확도인 셈이다. 따라서, 이를 식(25)을 통해 합성한 것을 고정자 전류의 합성 표준 불확도라 부른다.

이와 같은 방법으로 각 인자에 대한 A형, B형 표준 불확도를 얻은 후, 각 인자들을 입력량으로 하는 모델식에 적용하여 결과량의 표준 불확도를 산출해야 한다. 각 인자(입력)들이 결과량(출력)에 미치는 영향이 모두 같다면, 결과량의 표준 불확도는 식(25)의 불확도 전파법칙을 통해 합성이

가능하다. 하지만, 그 영향이 서로 다르다면, 각 인자(입력)들이 결과량(출력)에 미치는 영향을 고려해야 하고, 이를 상수로써 표현하기 위해, 모델식을 각 인자들에 대해서 편미분을 취하고 다른 인자들의 측량값을 넣어 구하는 것을 감도계수라고 한다. 즉, 모델식  $Y$ 에 대한 각 인자들  $x_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4, \dots$ )의 감도계수는 식(26)을 통해 나타낼 수 있다.

$$C_{x_i} = \frac{\partial Y}{\partial x_i} \quad (26)$$

감도계수를 통해 각 인자들이 결과에 미치는 영향을 상수로써 표현한 후, 이것을 각 인자들의 (합성) 표준 불확도와 결합하여 모델식에 대한 합성 표준 불확도를 불확도 전파법칙을 통해 산출 할 수 있으며, 식(27)과 같다.

$$\mu_c(Y) = \sqrt{\sum_{i=1}^m c_i^2 \mu(x_i)^2} \quad (27)$$

예를 들어, Welch식을 통해 유도전동기의 고정자 동손의 합성 표준 불확도를 산출하기 위해, 각 인자들에 대한 감도계수를 산출한 후, 다음과 같이 계산한다.

$$\mu_c(P_{SCL}) = \sqrt{(C_{I_A} \mu_{c, I_A})^2 + (C_{I_B} \mu_{c, I_B})^2 + (C_{I_C} \mu_{c, I_C})^2 + (C_{R_s} \mu_{c, R_s})^2}$$

이와 같은 방법으로 유도전동기의 각 손실의 추정값과 합성 표준 불확도를 산출한 후에, 유도전동기의 효율을 결정하는 식을 통해 효율의 추정값과 효율에 대한 합성 표준 불확도를 산출할 수 있다. 효율에 대한 합성 표준 불확도는 우리가 보고하고자 하는 효율의 확장 불확도로 이어진다.

확장 불확도  $U$ 는 식(28)으로 구해진다.

$$U = k\mu_c(Y) \quad (\text{단, } k \text{는 포함인자}) \quad (28)$$

포함인자  $k$ 는 유효 자유도  $v_{eff}$ 를 통해 정규 t-분포표에 의해서 정해진다. 효율에 대한 합성 표준 불확도를 산출하기 위하여, 각 손실을 결정하는 인자들의 A형, B형 표준 불확도를 산출하여 이를 합성한 값인 합성 표준 불확도를 산출한 후, 감도계수를 적용하여 각 손실에 대한 합성 표준 불확도를 산출하였다. 그 후, 효율을 결정하는 모델식을 통해 각 손실에 대해 감도계수를 적용하여 효율에 대한 합성 표준 불확도를 산출하였다. 유효 자유도  $v_{eff}$  또한 이러한 과정을 거쳐 얻어진다.

자유도  $v$ 는 표준 불확도가 모델식의 결과량의 표준편차를 얼마나 잘 추정하는가를 나타내는 것으로, 각 손실을 결정하는 인자들의 유효 자유도는 A형 평가 또는 B형 평가에 따라 그 값이 달라진다. A형 평가의 유효 자유도는 식(29)와 같다.

$$v_A = n - 1 \quad (\text{단, } n \text{은 반복 측정 횟수}) \quad (29)$$

B형 평가의 유효 자유도는  $\infty$ 이다. B형 표준 불확도는 시험(교정) 성적서 또는 계측기의 정밀도 오차에서 기인하는 값으로, 모델식의 결과량의 오차가 그 값에 무한히 추정하기 때문이다.

각 인자, 손실, 효율 등에 대해서 합성 표준 불확도를 감도계수의 유무에 따라 RSS 또는 불확도 전과법칙에 의해 산출하듯이, 각 인자, 손실, 효율 등에 대한 유효 자유도  $v_{eff}$ 는 Welch식으로 구해지며, 식(30)과 같다.

$$\nu_{eff} = \frac{\mu_c^4(Y)}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}} \quad (30)$$

Welch식을 통해 효율에 대한 유효 자유도  $\nu_{eff}$ 를 산출한 후에 정규 t-분포 표에서 보고하고자 하는 신뢰수준에 대한 포함인자  $k$ 를 찾을 수 있다. 이때 주의할 점은, 유효 자유도  $\nu_{eff}$ 가 10보다 상당히 클 경우에는 95 [%] 또는 99 [%]의 신뢰수준에 대해서 포함인자  $k$ 의 값을 각각 2 또는 3으로 할 수 있다.



## 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.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e \quad (31)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (32)$$

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad (33)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (34)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (35)$$

$$\vec{M} = \chi \vec{H} + \vec{M}_r \quad (36)$$

여기서,  $\vec{M}$ 은 자화량,  $\chi$ 는 자화율,  $\vec{M}_r$ 은 잔류 자화량이다. 식(35)를 식(32)에 대입하여 정리하고  $\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}$ 의 관계를 이용하여 식(32)를  $\vec{H}$ 에 대해 정리하면 식 (37)과 같다.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) - \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (37)$$

식(27)을 식(21)에 대입하여 정리하면 다음식과 같다.



$$\vec{\nabla} \times \left( \frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o + \vec{J}_e + \vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (38)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -J_o \\ + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \frac{1}{\mu_r} \left( \frac{\partial M_{ry}}{\partial x} - \frac{\partial M_{rx}}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (39)$$

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.

$$\int_{s^e} \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left( \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \quad (40)$$

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

(j = 1, 2, 3)

식 (30)의 요소방정식을 전요소에 대하여 조립하면, 식 (41)과 같은 각절점에 대한 자기벡터 포텐셜과 각 상전류에 대한 선형연립방정식을 얻게 된다.

$$[[S] - [C]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} [[T] [0]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = [G] \quad (41)$$

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 (41)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.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[C] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [T] & [0] \\ I_{sk}[C]^T & [L_o] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \{V\} \end{Bmatrix} \quad (42)$$

식 (42)의 시간미분항을 후퇴차분법을 이용하여 처리하여 식을 정리하면 식 (43)과 같은 회로방정식을 고려한 전체 시스템 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]}{\Delta t} & -[C] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o] + \Delta t [R]}{I_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{[T]^T}{\Delta t} & [0] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o]}{I_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_t + \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \frac{\Delta t}{I_{stk}} \{V\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (43)$$

## 제 5 장 특성해석 결과 및 고찰

### 5.1 유도전동기의 제원

Maxwell 2D는 2차원으로 설계된 모델에서 발생하는 전자기적 현상을 FEA(Finite Element Analysis)로 해석하는 프로그램이다. Maxwell 2D에서 모델의 설계는 Maxwell 2D 자체로 가능하며, CAD로 그려진 도면, RMXprt의 결과로도 가능하다. 표 1은 본 논문에서 고려한 3상 유도전동기의 제원이며 그림 8은 설계된 3상 유도전동기 모델을 Maxwell 2D로 생성하여, 그 모델의 1사분면만 나타낸 것이다. 이는 1개 사분면의 해석결과는 다른 사분면의 해석결과와 동일하므로, 4개 사분면 전체를 해석하는 것보다 1개 사분면의 해석결과에 대해 4개의 Fraction을 고려하는 것이 해석 시간을 단축하기 때문이다.

표 1. 3상 유도전동기의 제원

Name	Value	Unit
Machine Type	Three Phase Induction Motor	
Number of Poles	4	
Stray Loss Factor	0.018	
Friction Loss	42	W
Windage Loss	0	W
Reference Speed	1750	rpm

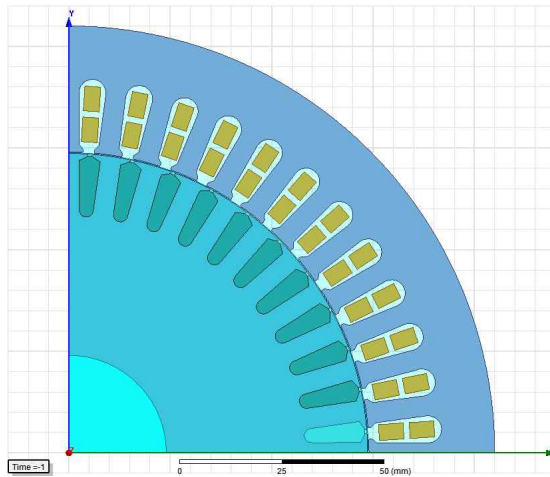
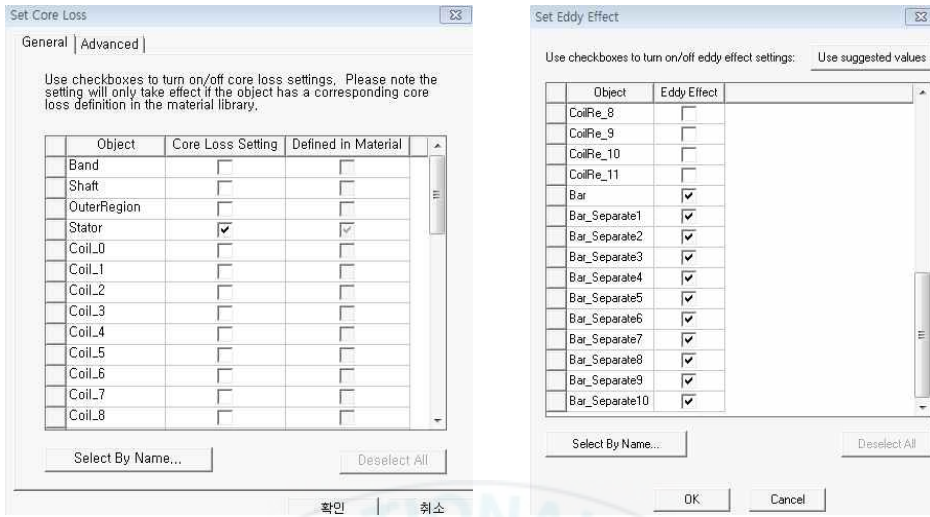


그림 8. 3상 유도전동기 모델의 1사분면

그림 8의 단면도는 유도전동기의 구조 및 수치, 재질 등의 정보만을 담고 있기 때문에, 입력으로 주어지는 전압원(혹은 전류원)에 대해서 전기회로적인 값만 계산할 수 있다. 유도전동기는 분명히 자계에 의한 작용으로 동작하므로 철손은 반드시 발생할 것이다. 따라서 그림 8의 모델을 해석하기 전에 철손이 발생하는 영역을 지정해주어야 한다. Maxwell 2D에서 철손은 Excitations 항목에서 철손과 와전류 현상이 일어나는 영역을 지정함으로써 고려할 수 있다. 그림 9는 고정자와 회전자 철심에 철손, 회전자 도체 바에 와전류 현상이 발생한다고 지정한 것이다.



(a)철손

(b)와전류

그림 9. 철손 영역 지정

## 5.2 유도전동기의 효율 계산

### 5.2.1 불확도를 고려하지 않은 경우

Maxwell 2D를 활용하여 3상 유도전동기의 효율을 결정하기 위해, Maxwell 2D에서 Modeling한 3상 유도전동기를 Simulation하여 얻은 데이터를 기반으로 각 손실을 산출한다. 먼저, 고정자 동손  $P_{SCL}$ 을 산출하기 위해, 고정자 전류의 파형을 그림 10에서 확인하여 정상상태에서 한 주기 동안의 실효값을 측정한다.

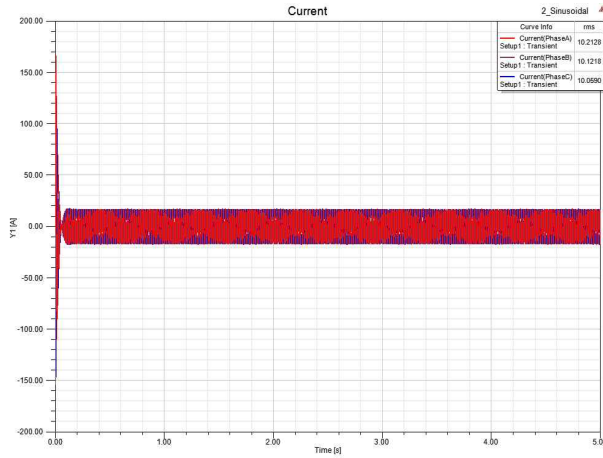
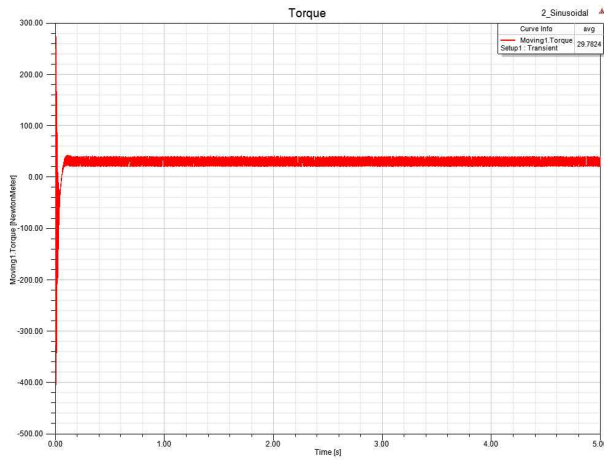


그림 10. 고정자 전류  $I_s$

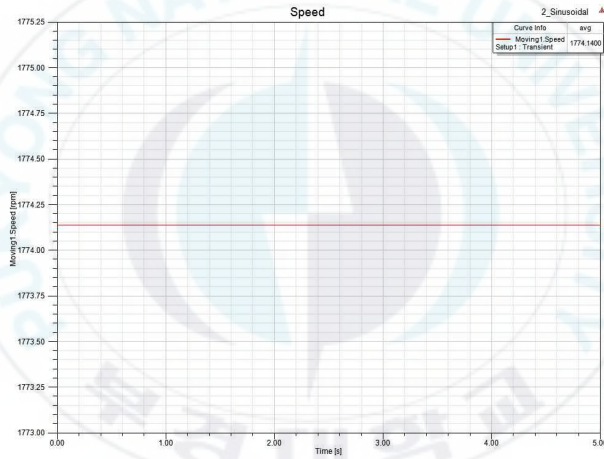
그림 10으로부터 고정자 권선에 흐르는 각 상의 전류를 측정할 수 있고, 고정자 저항은 각 상마다  $1.30728 [\Omega]$ 을 조건으로 해석하였으므로, 고정자 동손  $P_{SCL}$ 을 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{SCL} &= 3I_s^2 R_s \\
 &= (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R_s \\
 &= (10.2128^2 + 10.1218^2 + 10.0590^2) 1.30728 \\
 &= 402.5581 [W]
 \end{aligned}$$

회전자 동손  $P_{RCL}$ 을 산출하기 위해, 그림 11에 나타낸 유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 의 파형으로부터 각각의 값을 산출하여 공극 전력  $P_{AG}$ 와 변환 전력  $P_{conv}$ 을 산출한다.



(a) 유도토크



(b) 회전속도

그림 10. 유도토크 및 회전속도

$$\begin{aligned}
 P_{AG} &= \tau_{ind} \omega_s \\
 &= \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} n_s \\
 &= 29.7824 \times \frac{2\pi}{60} \times 1800 \\
 &= 5613.8501 [W]
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
P_{conv} &= \tau_{ind} \omega_m \\
&= \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} n_m \\
&= 29.7824 \times \frac{2\pi}{60} \times 1774.14 \\
&= 5533.1978 [W]
\end{aligned}$$

이로부터, 식(1.6)에 의해 회전자 동손  $P_{RCL}$ 은 다음과 같이 산출 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
P_{RCL} &= P_{AG} - P_{conv} \\
&= 5613.8501 - 5533.1978 \\
&= 80.6523 [W]
\end{aligned}$$

식(1.3)으로부터 철손을 산출하기 위해서는 입력 전력  $P_{in}$ 을 측정해야 하며, 이는 그림 11로부터 확인 할 수 있다.

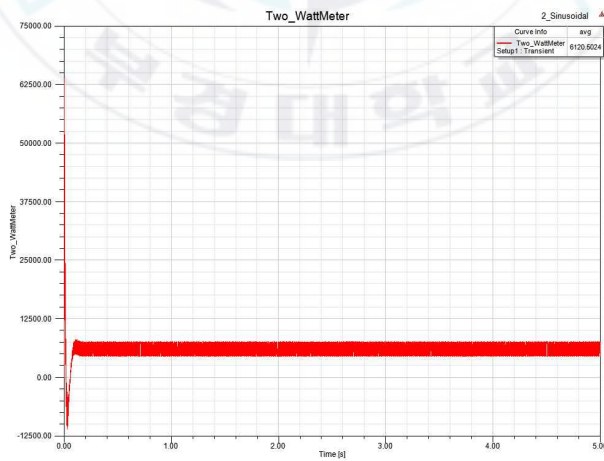


그림 11 입력 전력  $P_{in}$

따라서, 철손  $P_{core}$  는

$$\begin{aligned} P_{core} &= P_{in} - (P_{SCL} + P_{AG}) \\ &= 6120.5024 - (402.5581 + 5613.8501) \\ &= 104.0942 [W] \end{aligned}$$

앞서 언급했듯이, Maxwell 2D는 풍손 및 마찰손  $P_{fw}$ , 표류부하손  $P_{stray}$  등의 기계적인 손실을 고려하지 않으므로, Rmxprt로 분석한 상수를 그대로 인용한다.

$$P_{fw} = 42.5794 [W]$$

$$P_{stray} = 99 [W]$$

3상 유도전동기의 각 손실로부터 다음과 같이 효율을 결정할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \\ &= \frac{P_{in} - (P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray})}{P_{in}} \times 100 \\ &= \left(1 - \frac{P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}}\right) \times 100 \\ &= \left(1 - \frac{402.5581 + 104.0942 + 80.6523 + 42.5794 + 99}{6120.5024}\right) \times 100 \\ &= 88.0911 [\%] \end{aligned}$$

표 2는 Maxwell 2D로 분석한 3상 유도전동기의 각 손실과 효율을 나타낸 것이다.

표 2. Maxwell 2D에 의한 손실과 효율

프로그램	입력 전력 [W]	손실 [W]					효율 [%]
		고정자 동손	철손	회전자 동손	풍손 및 기계손	표류 부하손	
Maxwell 2D	6120.5024	402.5581	104.09	80.6523	42.5794	99	88.0911

### 5.2.2 불확도를 고려한 경우

측정 불확도 이론을 토대로 Maxwell 2D에서의 정현파 구동 3상 유도전동기의 효율을 계산한다. 먼저, 그림 12의 고정자 전류 파형으로부터 A형 표준 불확도를 산출 할 수 있다.

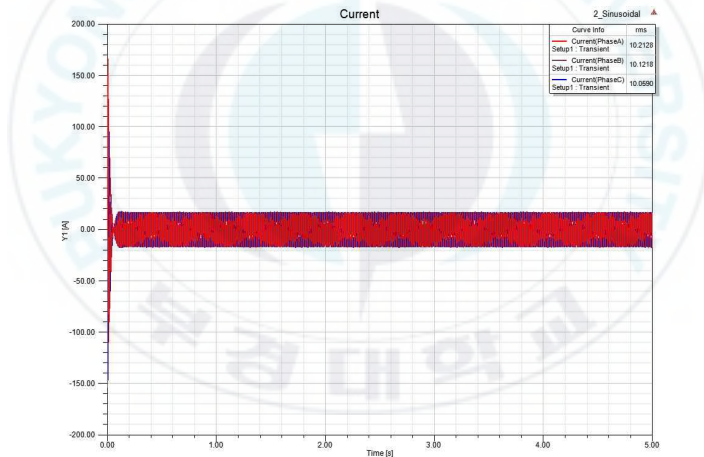


그림 12. 고정자 전류  $I_s$

실제 시험에서 임의의 시간에 전류계를 사용하여 권선에 흐르는 전류를 측정하는 것은 그림 12의 파형에서 임의의 시간에 한 주기 동안의 실효값을 측정하는 것과 같다. 이와 같이, 실제 시험에서 고정자 전류의 A형 표준 불확도를 산출하기 위해 10회의 반복 실험을 하는 것은 그림 12의 파형

에서 10개의 임의의 시간을 선정 한 후, 각 시간에 대해 한 주기 동안의 실효값을 측정하는 것과 같고, 이를 표 3에 나타내었다.

표 3. 고정자 전류의 raw data

항목 [단위]	10회 반복 측정										평균값 (측량값)	표준 편차
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
A선 전류 [A]	10.2222	10.1983	10.2179	10.1918	10.2128	10.1898	10.2169	10.1999	10.1783	10.1440	10.1972	0.0223
B선 전류 [A]	10.1371	10.1816	10.1316	10.1706	10.1218	10.1780	10.1275	10.1807	10.1316	10.1338	10.1494	0.0236
C선 전류 [A]	10.0898	10.0664	10.0711	10.0705	10.0590	10.0847	10.0571	10.1011	10.1424	10.0809	10.0823	0.0239

각 선에 흐르는 전류의 평균값과 표준편차로부터 고정자 전류의 측량값과 A형 표준 불확도와 유효 자유도를 산출 할 수 있으며, 이것을 표 4에 나타냈다.

표 4. 고정자 전류의 측량값, 표준 불확도, 자유도

항목 [단위]	측량값	A형	
		표준 불확도	자유도
A선 전류 [A]	10.1972	0.0070	9
B선 전류 [A]	10.1494	0.0075	9
C선 전류 [A]	10.0823	0.0076	9

또한, 유도전동기의 고정자에 감긴 권선이 데이터 시트를 통해  $\pm 0.6$ [mm]의 오차를 가지고 있다고 가정하면, 고정자 권선의 길이에 대한 B형 표준 불확도는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned}\mu_B &= \frac{a}{\sqrt{3}} \\ &= \frac{0.0006}{\sqrt{3}} \\ &= 0.00035\end{aligned}$$

고정자 저항은 다음과 같이 정의된다.

$$R_s = \rho \frac{l}{A} = \frac{l}{\sigma A} [\Omega]$$

해석 조건으로 설정된 고정자 저항, 구리 재료의 도전율, 권선 직경 및 도체 단면적은 표 5와 같고, 이로부터 고정자에 사용된 권선의 길이를 구하면 다음과 같다.

표 5. 고정자 권선의 설정값

고정자 저항 [ $\Omega$ ]	도전율 [Simens/m]	권선 직경 [mm]	도체 단면적 [ $\text{mm}^2$ ]
1.307280	58000000	0.93	0.679291

$$\begin{aligned}l &= \sigma A R_s \\ &= (58000000)(0.679291 \times 10^{-6})(1.307280) \\ &= 51.5054 [m]\end{aligned}$$

권선에 사용된 구리 재료의 도전율과 그 직경은 일정 상수로써 유도전동기를 해석하기 위한 조건이므로, 그 값이 매우 정확하다고 가정하여 오차는 0이고 따라서, 표준 불확도와 자유도는 각각 0,  $\infty$ 이다. [표 6-4]는 고정자 저항에 대한 표준 불확도와 유효 자유도를 산출하기 위하여, 구리 재

료의 도전율과 도체 단면적, 권선길이에 대한 설정값과 표준 불확도, 감도 계수, 자유도를 나타낸 것이며, 각 인자들에 대한 감도계수는 다음과 같이 얻어진다.

표 6. 고정자 저항을 결정하는 인자들의 설정값, 표준 불확도, 감도계수, 자유도

항목[단위]	설정값	B형 표준 불확도	감도계수	자유도
도전율 [Simens/m]	58000000	0	$-2.2539 \times 10^{-8}$	$\infty$
도체 단면적 [mm <sup>2</sup> ]	0.679291	0	-1924477.5026	$\infty$
권선 길이 [m]	51.5054	0.00035	0.0254	$\infty$

$$C_{\sigma} = \frac{\partial R_s}{\partial \sigma} = \frac{\partial}{\partial \sigma} \left( \frac{l}{\sigma A} \right) = -\frac{l}{\sigma^2 A} = -2.2539 \times 10^{-8}$$

$$C_A = \frac{\partial R_s}{\partial A} = \frac{\partial}{\partial A} \left( \frac{l}{\sigma A} \right) = -\frac{l}{\sigma A^2} = -1924477.5026$$

$$C_l = \frac{\partial R_s}{\partial l} = \frac{\partial}{\partial l} \left( \frac{l}{\sigma A} \right) = \frac{1}{\sigma A} = 0.0254$$

따라서, 식(5.5)의 불확도 전파법칙을 사용하여 고정자 저항의 합성 표준 불확도를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mu_c &= \sqrt{(C_{\sigma} \mu_{B,\sigma})^2 + (C_l \mu_{B,l})^2 + (C_A \mu_{B,A})^2} \\ &= \sqrt{((-2.2539 \times 10^{-8}) \times 0)^2 + (-1924477.5026 \times 0)^2 + (0.0254 \times 0.00035)^2} \\ &= 8.7924 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

Welch식으로부터 고정자 저항의 유효 자유도를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \nu_{eff} &= \frac{\mu_c^4(Y)}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}} \\ &= \frac{(8.7924 \times 10^{-6})^4}{\frac{((-2.2539 \times 10^{-8}) \times 0)^4}{\infty} + \frac{(-1924477.5026 \times 0)^4}{\infty} + \frac{(0.0254 \times 0.00035)^4}{\infty}} \\ &= \infty \end{aligned}$$

표 7은 고정자 저항에 대한 설정값, 합성 표준 불확도, 유효 자유도를 나타낸 것이다.

표 7. 고정자 저항의 설정값, 표준 불확도, 자유도

항목 [단위]	설정값	A형	
		표준 불확도	자유도
고정자 저항 [ $\Omega$ ]	1.307280	$8.7924 \times 10^{-6}$	$\infty$

표 4와 표 7의 고정자 전류와 고정자 저항의 측량값(설정값), 합성 표준 불확도, 자유도로부터 고정자 동손  $P_{SCL}$ 의 추정값과 고정자 전류와 저항에 대한 감도계수, 감도계수를 적용한 고정자 동손  $P_{SCL}$ 의 합성 표준 불확도, 유효 자유도를 구하면 다음과 같고 이것을 표 8에 나타내었다.

$$\begin{aligned} P_{SCL} &= 3I_S^2 R_S \\ &= (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R_S \\ &= (10.1972^2 + 10.1494^2 + 10.0823^2) 1.30728 \\ &= 403.4872 [W] \\ C_{I_A} &= \frac{\partial(P_{SCL})}{\partial I_A} = \frac{\partial}{\partial I_A} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R = 2I_A R = 26.6612 \end{aligned}$$

$$C_{I_A} = \frac{\partial(P_{SCL})}{\partial I_B} = \frac{\partial}{\partial I_B} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R = 2I_B R = 26.5363$$

$$C_{I_A} = \frac{\partial(P_{SCL})}{\partial I_C} = \frac{\partial}{\partial I_C} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R = 2I_C R = 26.3608$$

$$C_{I_A} = \frac{\partial(P_{SCL})}{\partial R} = \frac{\partial}{\partial R} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) R = I_A^2 + I_B^2 + I_C^2 = 308.6464$$

$$\mu_c(P_{SCL}) = \sqrt{\sum_{i=1}^m c_i^2 \mu(x_i)^2}$$

$$= \sqrt{(26.6612 \times 0.0070)^2 + (26.5363 \times 0.0075)^2 + (26.3608 \times 0.0076)^2 + (308.6464 \times 0.0208)^2}$$

$$= 0.3379$$

$$\nu_{eff} = \frac{\mu_c^4(P_{SCL})}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}}$$

$$= \frac{0.3379^4}{\frac{(26.6612 \times 0.0070)^4}{9} + \frac{(26.5363 \times 0.0075)^4}{9} + \frac{(26.3608 \times 0.0076)^4}{9} + \frac{(308.6464 \times 0.0208)^4}{\infty}}$$

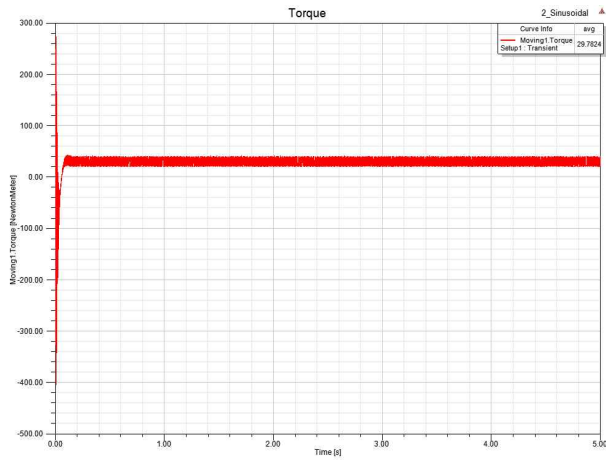
$$= 27$$

표 8. 고정자 동손  $P_{SCL}$ 의 추정값, 합성 표준 불확도 및 유효 자유도

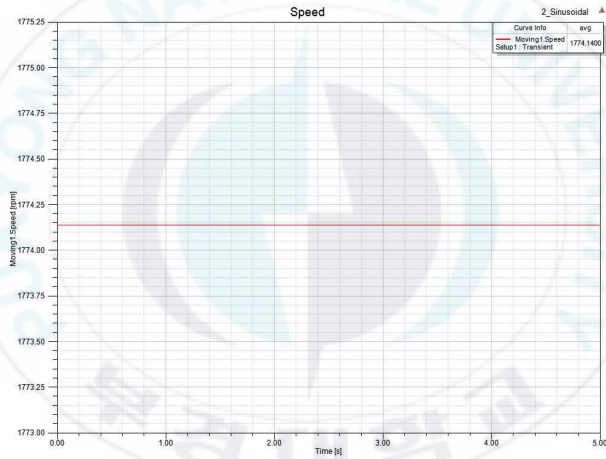
항목 [단위]	추정값	합성 표준 불확도	유효 자유도
고정자 동손 [W]	403.4872	0.3379	27

유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 에 대한 파형은 그림 13과 같다. 그림 10의 파형으로부터 유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 의 10회 반복 측정에 대한 측량값과 평균값, 표준편차를 구한 것을 표 9에 나타내었다.





(a) 유도토크



(b) 회전속도

그림 13. 유도토크 및 회전속도

표 9. 유도토크 와 회전속도의 raw data

항목 [단위]	10회 반복 측정										평균값 (측정값)	표준 편차
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
유도 토크 [N·m]	29.8374	29.7174	29.8267	29.7179	29.7824	29.6989	29.7605	29.7587	29.8607	29.6387	29.7599	0.0657
회전 속도 [rpm]	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	1774.14	0

표 9의 유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 에 대한 raw data로부터 측량값, A형 표준 불확도 및 자유도를 산출 할 수 있으며, 이것을 표 10에 나타냈다.

표 10. 유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 의 측량값, 표준 불확도, 자유도

항목 [단위]	측량값	A형	
		표준 불확도	자유도
유도토크 [N·m]	29.7599	0.0208	9
회전속도 [rpm]	1774.14	0	9

회전자 동손  $P_{RCL}$ 을 결정하는 식으로부터 회전자 동손  $P_{RCL}$ 의 추정값과 유도토크  $\tau_{ind}$ 와 회전속도  $n_m$ 에 대한 감도계수, 감도계수를 적용한 회전자 동손  $P_{RCL}$ 의 합성 표준 불확도, 유효 자유도를 구하면 다음과 같고, 표 11에 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 P_{RCL} &= P_{AG} - P_{conv} \\
 &= \tau_{ind}\omega_s - \tau_{ind}\omega_m \\
 &= \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} \times (n_s - n_m) \\
 &= 29.7599 \times \frac{2\pi}{60} \times (1800 - 1774.14) \\
 &= 80.5915 [W]
 \end{aligned}$$

$$C_{\tau_{ind}} = \frac{\partial(P_{RCL})}{\partial\tau_{ind}} = \frac{\partial}{\partial\tau_{ind}} [\tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} (N_s - N_m)] = \frac{2\pi}{60} (N_s - N_m) = 2.7081$$

$$C_{n_m} = \frac{\partial(P_{RCL})}{\partial N_m} = \frac{\partial}{\partial N_m} [\tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} (N_s - N_m)] = -\tau_{ind} \frac{2\pi}{60} = -3.1165$$

$$\begin{aligned}
\mu_c(P_{RCL}) &= \sqrt{\sum_{i=1}^m c_i^2 \mu(x_i)^2} \\
&= \sqrt{(2.7081 \times 0.0208)^2 + (-3.1165 \times 0)^2} \\
&= 0.0562 \\
\nu_{eff} &= \frac{\mu_c^4(P_{RCL})}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}} \\
&= \frac{0.0562^4}{\frac{(2.7081 \times 0.0208)^4}{9} + \frac{(-3.1165 \times 0)^4}{9}} \\
&= 9
\end{aligned}$$

표 11 회전자 동손  $P_{RCL}$ 의 추정값, 합성 표준 불확도 및 유효 자유도

항목 [단위]	추정값	합성 표준 불확도	유효 자유도
회전자 동손 [W]	80.5915	0.0562	9

입력 전력  $P_{in}$ 의 파형은 그림 14와 같다.

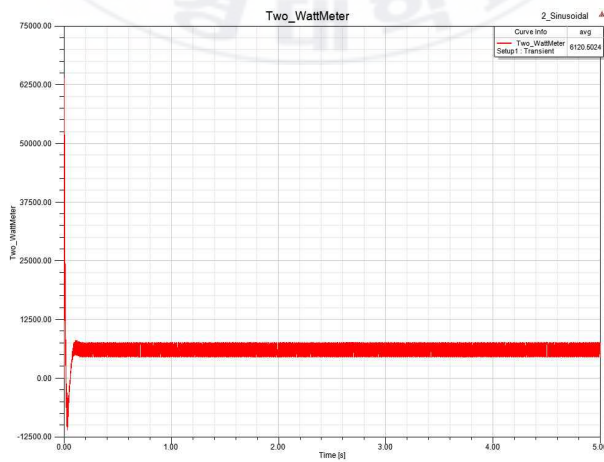


그림 14 입력 전력  $P_{in}$

그림 14의 과형으로부터 입력 전력  $P_{in}$ 의 10회 반복 측정에 대한 측량값과 평균값, 표준편차를 구한 것을 표 12에 나타냈다.

표 12. 입력 전력  $P_{in}$ 의 raw data

항목 [단위]	10회 반복 측정										평균값 (측량값)	표준 편차
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
입력 전력 [W]	6131.4310	6137.9977	6126.7440	6136.2123	6120.5024	6138.8780	6121.1876	6144.2549	6131.3811	6116.8065	6130.5396	8.5916

표 12의 입력 전력  $P_{in}$ 에 대한 raw data로부터 측량값, A형 표준 불확도 및 자유도를 산출 할 수 있으며, 이것을 표 13에 나타냈다.

표 13. 입력 전력  $P_{in}$ 의 측량값, 표준 불확도, 자유도

항목 [단위]	측량값	A형	
		표준 불확도	자유도
입력 전력 [W]	6130.5396	2.7169	9

철손  $P_{core}$ 을 결정하는 모델식과 표 4, 표 7, 표 10을 이용하여 철손  $P_{core}$ 의 추정값과 입력 전력  $P_{in}$ 에 대한 감도계수, 감도계수를 적용한 철손  $P_{core}$ 의 합성 표준 불확도, 유효 자유도를 구하면 다음과 같고, 결과를 표 14에 나타냈다.

$$P_{core} = P_{in} - (P_{SCL} + P_{AG})$$

$$= P_{in} - [(I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R + \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s]$$

$$= 6130.5396 - [(10.1972^2 + 10.1494^2 + 10.0823^2)1.307280 + 29.7599 \times \frac{2\pi}{60} \times 1800]$$

$$= 117.4377 [W]$$

$$C_{P_{in}} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial P_{in}} = \frac{\partial}{\partial P_{in}} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = 1$$

$$C_{I_A} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial I_A} = \frac{\partial}{\partial I_A} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = -2I_A R = -26.6612$$

$$C_{I_B} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial I_B} = \frac{\partial}{\partial I_B} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = -2I_B R = -26.5363$$

$$C_{I_C} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial I_C} = \frac{\partial}{\partial I_C} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = -2I_C R = -26.3608$$

$$C_{R_S} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial R_S} = \frac{\partial}{\partial R_S} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R_S - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = -(I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) = -308.6464$$

$$C_{\tau_{ind}} = \frac{\partial(P_{core})}{\partial \tau_{ind}} = \frac{\partial}{\partial \tau_{ind}} [P_{in} - (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)R - \tau_{ind} \times \frac{2\pi}{60} N_s] = -\frac{2\pi}{60} N_s = -188.4956$$

$$\mu_c(P_{core}) = \sqrt{\sum_{i=1}^m c_i^2 \mu(x_i)^2}$$

$$= \sqrt{(1 \times 2.7169)^2 + (-26.6612 \times 0.0070)^2 + (-26.5363 \times 0.0075)^2 + (-26.3608 \times 0.0076)^2 + (-308.6464 \times 0.0208)^2 + (-188.4956 \times 0.0208)^2}$$

$$= 4.7766$$

$$\begin{aligned}
\nu_{eff} &= \frac{\mu_c^4(P_{core})}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}} \\
&= \frac{4.7766^4}{\frac{(1 \times 2.7169)^4}{9} + \frac{(-26.6612 \times 0.0070)^4}{9} + \frac{(-26.5363 \times 0.0075)^4}{9}} \\
&\quad + \frac{(-26.3608 \times 0.0076)^4}{9} + \frac{(-308.6464 \times 0.0208)^4}{\infty} + \frac{(-188.4956 \times 0.0208)^4}{9} \\
&= 16
\end{aligned}$$

표 14. 철손  $P_{core}$  의 추정값, 합성 표준 불확도 및 유효 자유도

항목 [단위]	추정값	합성 표준 불확도	유효 자유도
철손 [W]	117.4377	4.7766	16

표 15에 나타낸 것처럼, 풍손 및 마찰손  $P_{fw}$  과 표류부하손  $P_{stray}$  등의 기계적인 손실은 RMxpert에서의 결과에서 인용하므로, 표준 불확도와 자유도는 각각 0,  $\infty$ 이다.

표 15. 풍손 및 마찰손  $P_{fw}$  과 표류부하손  $P_{stray}$  의 추정값, 합성 표준 불확도 및 유효 자유도

항목 [단위]	추정값	표준 불확도	유효 자유도
풍손 및 마찰손 [W]	42.5794	0	$\infty$
표류부하손 [W]	99	0	$\infty$

표 16은 유도전동기의 각 손실의 추정값과 합성 표준 불확도 및 자유도를 정리한 것이다.

표 16. 유도전동기 각 손실의 추정값, 합성 표준 불확도 및 유효 자유도

항목 [단위]	추정값	합성 표준 불확도	유효 자유도
고정자 동손 [W]	403.4872	0.3379	27
회전자 동손 [W]	80.5915	0.0562	9
철손 [W]	117.4377	4.7766	16
풍손 및 마찰손 [W]	42.5794	0	$\infty$
표류부하손 [W]	99	0	$\infty$

효율을 결정하는 모델식과 표 16을 이용하여 유도전동기 효율의 추정값과 각 손실에 대한 감도계수, 감도계수를 적용한 효율의 합성 표준 불확도, 유효 자유도를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \\
 &= \frac{P_{in} - (P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray})}{P_{in}} \times 100 \\
 &= \left(1 - \frac{P_{SCL} + P_{core} + P_{RCL} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}}\right) \times 100 \\
 &= \left(1 - \frac{403.4872 + 117.4377 + 80.5915 + 42.5794 + 99}{6130.5396}\right) \times 100 \\
 &= 87.8788 [\%] \\
 C_{P_{in}} &= \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{in}} = \frac{\partial}{\partial P_{in}} \left[ \left(1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}}\right) \times 100 \right] \\
 &= 100(P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}) \times \frac{1}{P_{in}^2} = 0.0020
 \end{aligned}$$

$$C_{P_{scl}} = \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{SCL}} = \frac{\partial}{\partial P_{SCL}} \left[ \left( 1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}} \right) \times 100 \right]$$

$$= -\frac{100}{P_{in}} = -0.0163$$

$$C_{P_{RCL}} = \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{RCL}} = \frac{\partial}{\partial P_{RCL}} \left[ \left( 1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}} \right) \times 100 \right]$$

$$= -\frac{100}{P_{in}} = -0.0163$$

$$C_{P_{core}} = \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{core}} = \frac{\partial}{\partial P_{core}} \left[ \left( 1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}} \right) \times 100 \right]$$

$$= -\frac{100}{P_{in}} = -0.0163$$

$$C_{P_{fw}} = \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{fw}} = \frac{\partial}{\partial P_{fw}} \left[ \left( 1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}} \right) \times 100 \right]$$

$$= -\frac{100}{P_{in}} = -0.0163$$

$$C_{P_{stray}} = \frac{\partial(\eta)}{\partial P_{stray}} = \frac{\partial}{\partial P_{stray}} \left[ \left( 1 - \frac{P_{SCL} + P_{RCL} + P_{core} + P_{fw} + P_{stray}}{P_{in}} \right) \times 100 \right]$$

$$= -\frac{100}{P_{in}} = -0.0163$$

$$\mu_c(\eta) = \sqrt{\sum_{i=1}^m c_i^2 \mu(x_i)^2}$$

$$= \sqrt{(0.0020 \times 2.7169)^2 + (-0.0163 \times 0.3379)^2 + (-0.0163 \times 0.0562)^2}$$

$$\quad \sqrt{+ (-0.0163 \times 4.7766)^2 + (-0.0163 \times 0)^2 + (-0.0163 \times 0)^2}$$

$$= 0.0783$$



$$\begin{aligned}
\nu_{eff} &= \frac{\mu_c^4(\eta)}{\sum_{i=1}^N \frac{[c_i \mu(x_i)]^4}{\nu_i}} \\
&= \frac{0.0783^4}{\frac{(0.0020 \times 2.7169)^4}{9} + \frac{(-0.0163 \times 0.3379)^4}{27} + \frac{(-0.0163 \times 0.0562)^4}{9} \\
&\quad + \frac{(-0.0163 \times 4.7766)^4}{16} + \frac{(-0.0163 \times 0)^4}{\infty} + \frac{(-0.0163 \times 0)^4}{\infty}} \\
&= 17
\end{aligned}$$

유효자유도가 10보다 큰 17이므로, 정규 t-분포표에서 신뢰수준 95 [%]인 경우에 포함인자  $k$ 의 값을 2로 할 수 있다. 따라서, 확장불확도는 식(5.6)을 통해 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
U &= k \mu_c(Y) \\
&= 2 \times 0.0783 \\
&= 0.1566
\end{aligned}$$

효율에 대한 확장 불확도는 결과값의 자리수 뺏음법을 적용하여 소수점 2째 자리 이상은 삭제 할 수 있다. 따라서, 측정 불확도 이론을 고려한 3상 유도전동기의 효율에 대한 불확도 보고는 다음과 같다.

$$\eta = 87.9 \pm 0.2 [\%] \quad (\text{단, 신뢰수준 약 } 95 [\%], k = 2)$$

이는 유도전동기의 효율이 약 95 [%]의 확률로 87.7 ~ 88.1 [%]로 결정된다는 의미이며, 불확도를 고려하지 않고 구한 효율인 88.0911 [%] 도 위의 범위 내에 있는 것을 알 수 있다.

## 제 6 장 결 론

오늘날 수많은 양의 에너지가 전동기 시스템 특히 다른 종류의 전동기보다 구동의 편이성, 낮은 수리비용 등과 같은 장점을 갖고 있는 3상 유도전동기를 구동하기 위해 쓰이고 있다. 앞으로도 미래의 경제성장을 위해 3상 유도전동기 시스템 사용량은 꾸준히 증가할 것으로 예상되며 그에 따른 에너지 소비량은 2030년까지 두 배 이상이 될 것이라는 전망이 있다. 이에 따라 3상 유도전동기에 대한 효율 등급의 기준이 고효율에서 프리미엄 고효율로 높아지고 있는 상황이며, 전동기의 사용자 및 제조자들은 정확하고 신뢰성 있는 효율값 제시에 대한 욕구가 증가하고 있다.

따라서 본 논문에서는 불확도 개념을 이용하여 3상 유도전동기의 효율 계산에 대하여 설명하였다. 상용 유한요소해석 프로그램을 이용하여 정현파로 구동되는 3상 유도전동기의 해석 결과로부터 효율을 계산하였다. 그리고 실험 데이터의 평가에 사용되었던 불확도 개념을 시뮬레이션에 적용하기 위해서 유한요소해석 결과인 입력전력, 출력전류 등에서 주기성을 고려하여 데이터를 산출하였고, 이 결과와 3상 유도전동기의 재료 중 권선에 대한 오차를 이용하여 확장불확도를 계산하였다. 계산된 확장불확도는 0.2[%] 였으며 이것을 이용하여 효율을 나타내면  $\eta = 87.9 \pm 0.2$  [%]이 되었다. 이는 유도전동기의 효율이 약 95 [%]의 확률로 87.7 ~ 88.1 [%]로 결정될 수 있다는 의미이며, 불확도를 고려하지 않고 구한 효율인 88.0911 [%]도 위의 범위 내에 있는 것으로 보아 좀 더 정확한 효율 계산을 할 수 있었음을 알 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] D.G. Dorrell, M. Popescu, L. Evans, D.A. Staton, and A.M. Knight, “Comparison of Permanent Magnet Drive Motor with a Cage Induction Motor Design for a Hybrid Electric Vehicle”, *The 2010 International Power Electronics Conference*, pp. 1807–1813, 2010.
- [2] N. Grilo, D.M. Sousa, and A. Roque, “AC motors for application in a commercial electrical vehicle: Designing aspects”, *16<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 277–280, March 2012.
- [3] O. Gurdal, “Design of Electrical Machines”, BOU Press, pp.79–124, 2015.
- [4] Lovatt H.C., Ramsden, V.S., Mecrow, B.C., “Design of an in-Wheel Motor for a Solar-Powered Electric Vehicle”, *IEEE 1997 Symposium*, pp. 234–238, 1997.
- [5] Patterson, P.A., Collocott, S.J., Dunlop, J.B., Gwan, P.B., Hunter, G.P., Kalan, B.A., Lovatt, H.C., “High-Torque Brushless Motor for a Valve Actuator”, *8<sup>th</sup> International Conference Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005*, vo. 1, pp. 153–158, 2005.
- [6] Nguyen, D., Dutta, R., Fletcher, J., Rahman, F., Lovatt, H.C., “Performance Analysis of a New Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Under Field Oriented Control,” *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE - ASIA)*, pp. 2679–2685, 2014.
- [7] Lovatt, H.C., and others, “Design Procedure for Low Cost, Low Mass, Direct Drive, in-Wheel Motor Drive-trains for Electric and

- Hybrid Vehicle” , *37<sup>th</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2011*, pp. 4558-4562, 2011.
- [8] J. Wang, X. Zhang, D. Kang, “Parameters design and speed control of a solar race car with in-wheel motor,” *Proc. of 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1-6, 2014.
- [9] M. Ehsani, Y. Gao, and S. Gay, “Characterization of electric motor drives for traction applications” , *The 29<sup>th</sup> Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pp. 891-896, 2003.
- [10] G. Nanda and N.C. Kar, “A survey and comparison of characteristics of motor drives used in electric vehicle” , *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 811-814, 2006.
- [11] W. Tiecheng, Z. Ping, Z Qianfan, and C, Shukan, “Design Characteristic of the Induction Motor Used for Hybrid Electric Vehicle” , *12<sup>th</sup> Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, pp. 523-527, 2005.
- [12] B. Tabbeche, A. Kheloui, and M.E.H. Benbouzid, “Design and control of the induction motor propulsion of an electric vehicle” , *Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, 2010.
- [13] A.A. Bohari et al, “Improved FOC of induction motor with online neural network,” *WSEAS Trans. on Power Systems*, vol. 9, pp. 136-142, 2014.
- [14] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, M. Porru, A. Serpi,

“Real-time control strategy of energy storage systems for renewable energy sources exploitation,” IEEE Trans. on Sustainable Energy, vol. 5, no. 2, pp. 567-576, 2014.

- [15] C. Dedid, M. Soebagio, M.H. Purnomo, “Induction Motor speed control with fast response using the Levenberg Marquardt method for electric cars,” International Journal of Computer Applications, vol. 42, no. 13, pp. 14-18, 2012.
- [16] P. Brandstetter, T. Krecek, “Speed and current control of permanent magnet synchronous motor drive using IMC controllers,” Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 12, no. 4, pp. 69-76, 2012.
- [17] P. Palacky et al., “Control algorithms of propulsion unit with induction motors for electric vehicle,” Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 14, no. 2, pp. 69-76, 2014.
- [18] Cambier C.S, “Brushless Motors and Controllers Designed for GM Sunrace” , IEEE AES Magazine, August 1990, 13-15 (1990).
- [19] Nicolic M., Zimmermann H., “Photovoltaic Energy Harvesting for Hybrid/Electric Vehicles” , 9<sup>th</sup> International Multi-conference on Systems, 2012.
- [20] Y.C. Luo, W.X. Chen, “Sensorless stator field orientation controlled induction motor drive with a fuzzy speed controller,” Computers and Mathematics with Applications, vol. 64, pp. 1206-1216, 2012.

# 不確度를 考慮한 3相 誘導電動機의 效率 計算

朴 晋 佑

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

## 요 약

오늘날 수많은 양의 에너지가 전동기 시스템 특히 다른 종류의 전동기보다 구동의 편이성, 낮은 수리비용 등과 같은 장점을 갖고 있는 3상 유도전동기를 구동하기 위해 쓰이고 있다. 앞으로도 미래의 경제 성장을 위해 3상 유도전동기 시스템 사용량은 꾸준히 증가할 것으로 예상되며 그에 따른 에너지 소비량은 2030년까지 두 배 이상이 될 것이라는 전망이 있다. 이에 따라 3상 유도전동기에 대한 효율 등급의 기준이 고효율에서 프리미엄 고효율로 높아지고 있는 상황이며, 전동기의 사용자 및 제조자들은 정확하고 신뢰성 있는 효율값 제시에 대한 욕구가 증가하고 있다.

따라서 본 논문에서는 불확도 개념을 이용하여 3상 유도전동기의 효율 계산에 대하여 설명하였다. 상용 유한요소해석 프로그램을 이용하여 정현파로 구동되는 3상 유도전동기의 해석 결과로부터 효율을 계산하였다. 그리고 실험 데이터의 평가에 사용되었던 불확도 개념을 시뮬레이션에 적용하기 위해서 유한요소해석 결과인 입력전력, 출력전류 등에서 주기성을 고려하여 데이터를 산출하였고, 이 결과와 3상 유도전동기의 재료 중 권선에 대한 오차를 이용하여 확장불확도를 계산하였다. 계산된 결과로부터 불확도를 고려하지 않고 구한 효율이 불확도를 고려한 효율의 범위 내에 있는 것으로 보아 좀 더 정확한 효율 계산을 할 수 있었음을 알 수 있었다.