



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

# Coupled Magnetic Circuits을 이용한 유도 전동기 결합 모델링 연구



2010年 2月

釜慶大學校大學院

電氣工學科

朱大石

工學碩士學位論文

# Coupled Magnetic Circuits을 이용한 유도 전동기 결합 모델링 연구

指導教授 禹 炘 一

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.



2010年 2月

釜慶大學校大學院

電氣工學科

朱大石

朱大石의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2010年 2月 25日



主 審 工學博士 洪 淳 一 印

委 員 工學博士 朴 瀚 錫 印

委 員 工學博士 禹 炅 一 印

# 목 차

1. 서론	
1.1 연구배경 .....	1
1.2 연구내용 .....	2
2. Coupled Magnetic Circuits	
2.1 모델링을 위한 가정 .....	4
2.2 전압 방정식 .....	4
2.3 전압 방정식 계산 .....	8
2.4 토크 계산 .....	9
2.5 Winding Function 이론 .....	10
2.6 인덕턴스 .....	15
3. 유도 전동기 모델링	
3.1 3상 농형 유도 전동기 일반 사양 .....	19
3.2 Winding Function 계산 .....	19
3.3 회전자 도체 봉 파손 .....	24
3.4 회전자 정적 편심 .....	24
3.5 인덕턴스 계산 .....	27
4. 시뮬레이션 결과 .....	31
5. 결론 .....	43
참고문헌 .....	44

A Study on Faults Modeling of Induction Motor  
Using the Coupled Magnetic Circuits

DAESUK JOO

Department of Electrical Engineering, The Graduate School,  
Pukyong National University

**Abstract**

Three-phase 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. A conventional d-q model is not suitable for analysis under motor faults. Toliyat and others have developed an analysis method for modeling the multiphase cage induction motor. The model considers the *magnetomotive force*(MMF) harmonics using winding function approach. The stator currents are obtained by means of the coupled magnetic circuits. The model is used effectively to simulate different types of machine faults, such as air-gap eccentricity and broken rotor bars. Magnetic circuit and d-q model do not require lots of computation time but finite element method(FEM) requires lots of computation time.

This paper focuses on the faults modeling of three-phase squirrel cage induction motor with the rotor static eccentricity, the broken rotor bars, and the mixed fault at steady state. Self and mutual inductances for the machine are calculated by using the winding function. Stator currents are obtained by means of the coupled magnetic

circuits. The proposed mixed fault model is similar to Toliyat's. 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.



# 1. 서론

## 1.1 연구배경

우리나라 전력의 최종에너지 소비 중 50%는 산업 부분이 차지한다.<sup>1)</sup>

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.

1980년도 중반부터 연구되기 시작한 고정자 전류 신호 분석 기법 (Motor Current Signature Analysis; MCSA) 방법은 전동기에 유입되는 전류 신호의 주파수 성분을 분석하여 기기의 비정상 상태를 탐지한다. 전류 신호의 측정 은 전동기에 공급되는 전력선에서 취득하며 현장에 접근하지 않고 전동기

---

1) 방기열(2009), “에너지통계연보”, 제 28호:20-21, 에너지경제연구원

의 상태를 전기실에서 감시할 수 있어 편리하다.

상태 감시 기술은 설비 운전자에 운전 상황에 관한 체계적인 정보를 제공하여 이상의 징후를 조기 분석함으로써 적절한 보수 유지 계획의 수립을 하여 보수 유지 비용을 절감하고, 운전 정지 및 고장에 의한 경제적 손실과 인명 손실의 방지 및 최소화하는 데 필요하다 [1-2].

## 1.2 연구내용

본 논문에서는 전동기의 상태를 조사하고, 보수 유지 계획의 기초정보로 활용하기 위해 3상 농형 유도 전동기의 결함 모델링에 관하여 서술하였다. Toliyat 등은 다상 유도 전동기 모델링에 의한 해석 방법을 개발하였다 [3-12]. 이 모델은 winding function[13] 방법으로 공극 기자력의 고조파를 고려하는데, 고정자 결함, 편심, 회전자 결함을 시뮬레이션하는 데 효과적이다. 전동기의 대표적인 전기적인 결함으로 공극 불균형, 회전자 봉의 파손, 단락 링의 파손, 고정자 단락 등이 있다 [14-17].

상기 연구들은 각각 한 종류의 결함만을 고려하였고, 다른 결함이 합쳐진 형태의 복합결함에 대한 연구는 전혀 없는 실정이다. 그래서 전동기의 상태에 따라서 정상 상태와 회전자 도체 봉 파손, 회전자 정적 편심, 그리고 앞의 두 가지 결함을 동시에 가지는 복합결함을 고려하여 모델링하였다. 전자장 이론에 의한 coupled magnetic circuits 방법을 사용하여 특성을 해석하였고, 특성해석 결과를 유한요소해석 결과와 비교하였다.

연구내용을 정리하면 다음과 같다.

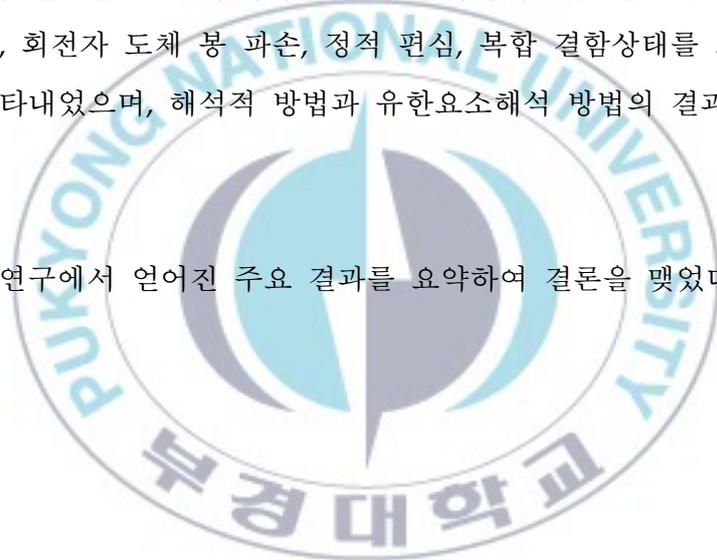
1장에서는 연구배경과 연구내용을 정리하였다.

2장에서는 coupled magnetic circuits 방법을 이용하여 모델링하기 위한 가정들과 전압 방정식을 소개하였고, winding function 이론과 전자장 이론에 의한 인덕턴스 계산식을 유도하였다.

3장에서는 3상 농형 유도 전동기 일반 사양을 소개하고, winding function 을 계산하였다. 그리고 회전자 도체 봉 결합과 회전자 정적 편심이 결합한 복합결합을 고려하는 방법을 소개하였다.

4장에서는 3상 농형 유도 전동기 모델을 coupled magnetic circuits 이론을 기반으로 한 해석적 방법과 유한요소해석 방법으로 시뮬레이션하고, 그 결과 중에서 고정자 전류를 고속 푸리에 변환하여 나타내었다. 전동기 상태에 따라서 정상상태, 회전자 도체 봉 파손, 정적 편심, 복합 결합상태를 고려하여 그 결과를 나타내었으며, 해석적 방법과 유한요소해석 방법의 결과를 비교·검토하였다.

5장에서는 본 연구에서 얻어진 주요 결과를 요약하여 결론을 맺었다.



## 2. Coupled Magnetic Circuits

농형 유도 전동기의 특성을 시뮬레이션하기 위해 전자장 이론에 의한 해석적 방법으로 coupled magnetic circuits 이론을 이용한다. 기존의 유도 전동기 d-q 모델은 고정자 권선이 정현적인 형태의 분포라는 가정에 따라 기자력에 포함된 고조파를 무시한다. 반면에 coupled magnetic circuits 방법은 winding function 이론으로 공간 고조파를 고려한다.

### 2.1 모델링을 위한 가정

농형 유도 전동기를 모델링하기 위해 다음과 같이 가정한다.

- $m$  상 고정자와  $n$  개의 회전자 도체 봉을 가지는 농형 유도 전동기
- 자기 포화 효과 무시, 표피 효과 무시
- 고정자, 회전자 철심의 투자율은 무한대
- 고정자와 회전자는 회전축에 대해서 대칭적임
- $n$  개의 회전자 도체 봉은 절연된 상태
- 와류 손, 마찰 손, 풍 손 무시

### 2.2 전압 방정식

3상 농형 유도 전동기 모델은 그림 2.1과 같으며, 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

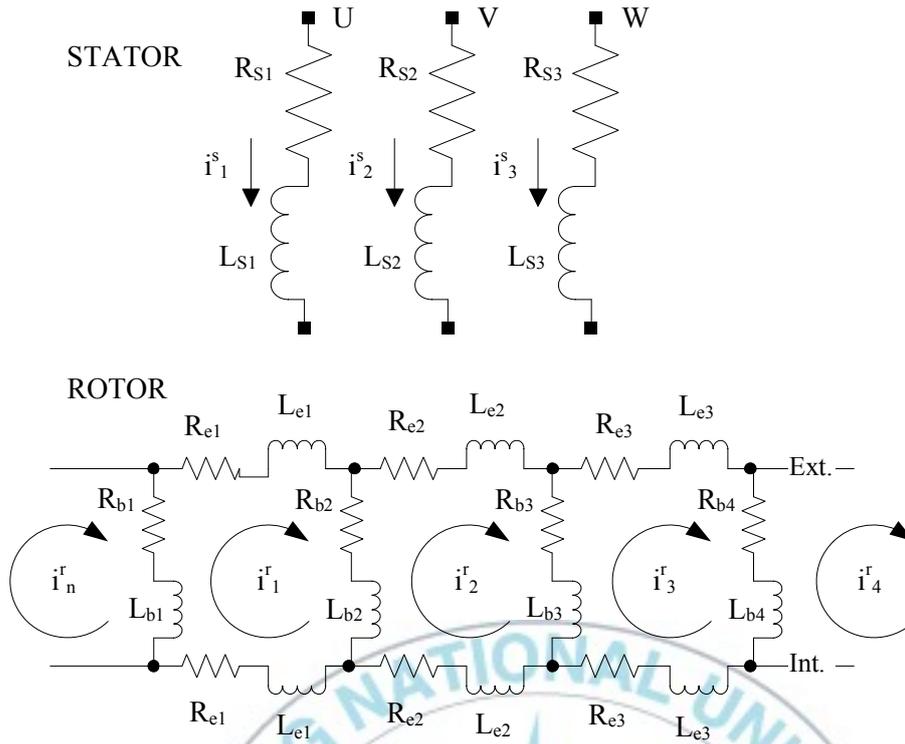


그림 2.1 3상 능형 유도 전동기 등가 회로

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Lambda_s}{dt} \quad (2-1)$$

고정자 쇄교 자속은 다음과 같다.

$$\Lambda_s = L_{ss} I_s + L_{sr} I_r \quad (2-2)$$

고정자 전압, 전류, 회전자 전류 행렬은 다음과 같다.

$$V_s = [v_1^s \ v_2^s \ \dots \ v_m^s]^t \quad (2-3)$$

$$I_s = [i_1^s \ i_2^s \ \dots \ i_m^s]^t \quad (2-4)$$

$$I_r = [i_1^r \ i_2^r \ \dots \ i_n^r]^t \quad (2-5)$$

여기서  $t$ 는 전치행렬을 의미한다.

고정자 저항  $R_s$  는  $m \times m$  대각 행렬이다.

$$R_s = r_s I \quad (2-6)$$

여기서  $I$  는  $m \times m$  단위 행렬이고,  $r_s$  는 권선의 저항이고, 각 권선은 같다고 가정한다 ( $r_s = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$ ). 고정자 인덕턴스  $L_{ss}$ 는  $m \times m$  대칭 행렬이다.

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{11}^s & L_{12}^s & \dots & L_{1m}^s \\ L_{21}^s & L_{22}^s & \dots & L_{2m}^s \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m1}^s & L_{m2}^s & \dots & L_{mm}^s \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

고정자와 회전자 사이의 상호 인덕턴스  $L_{sr}$  은 다음과 같다.

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{11}^{sr} & L_{12}^{sr} & \dots & L_{1n}^{sr} \\ L_{21}^{sr} & L_{22}^{sr} & \dots & L_{2n}^{sr} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m1}^{sr} & L_{m2}^{sr} & \dots & L_{mn}^{sr} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

고정자 인덕턴스는 일정한 값을 가지는 반면에 상호 인덕턴스는 회전자의 위치에 영향을 받는다. 따라서 식 (2-1)의 두 번째 항은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d\Lambda_s}{dt} = L_{ss} \frac{dI_s}{dt} + \frac{dL_{sr}}{dt} I_r + L_{sr} \frac{dI_r}{dt} \quad (2-9)$$

식 (2-9)에서 두 번째 항에 연쇄 법칙을 적용하면 다음과 같다.

$$\frac{dL_{sr}}{dt} I_r = \frac{dL_{sr}}{d\theta_{rm}} \frac{d\theta_{rm}}{dt} I_r \quad (2-10)$$

회전자 속도는 다음과 같이 정의한다.

$$\omega_{rm} = \frac{d\theta_{rm}}{dt} \quad (2-11)$$

그러면 식 (2-10) 은 다음과 같이 된다.

$$\frac{dL_{sr}}{dt} I_r = \omega \frac{dL_{sr}}{d\theta_{rm}} I_r \quad (2-12)$$

따라서 식 (2-9) 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d\Lambda_s}{dt} = L_{ss} \frac{dI_s}{dt} + \omega_{rm} \frac{dL_{sr}}{d\theta_{rm}} I_r + L_{sr} \frac{dI_r}{dt} \quad (2-13)$$

그림 2.1의 회전자 전압 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\Lambda_r}{dt} \quad (2-14)$$

여기서 회전자 쇄교 자속은 다음과 같다.

$$\Lambda_r = L_{sr}^t I_s + L_{rr} I_r \quad (2-15)$$

식 (2-14)의 두 번째 항은 식 (2-13)과 같은 이유로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d\Lambda_r}{dt} = L_{sr}^t \frac{dI_s}{dt} + \omega_{rm} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}} I_s + L_{rr} \frac{dI_r}{dt} \quad (2-16)$$

$L_{sr}^t$ 는  $L_{sr}$ 의 전치 행렬이다. 회전자 전압은 다음과 같다.

$$V_r = [v_1^r \ v_2^r \ \dots \ v_n^r]^t \quad (2-17)$$

농형 회전자의 회전자 전압은 0이다.

$$v_k^r = 0; k = 1, 2, \dots, n \quad (2-18)$$

회전자 저항  $R_r$ 은  $n \times n$  대칭, 순환 행렬이다.

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \dots & 0 \\ 0 & -R_b & 2(R_b + R_e) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & -R_b \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

$R_b$ 는 회전자 도체 봉 저항이고,  $R_e$ 는 단락 링 저항이다. 회전자 인덕턴스  $L_{rr}$ 은  $n \times n$  대칭 행렬이다.

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{r_1 r_1} + 2(L_b + L_e) & L_{r_1 r_2} - L_b & L_{r_1 r_3} & \dots & L_{r_1 r_n} - L_b \\ L_{r_2 r_1} - L_b & L_{r_2 r_2} + 2(L_b + L_e) & L_{r_2 r_3} - L_b & \dots & L_{r_2 r_n} \\ L_{r_3 r_1} & L_{r_3 r_2} - L_b & L_{r_3 r_3} + 2(L_b + L_e) & \dots & L_{r_3 r_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{r_n r_1} - L_b & L_{r_n r_2} & L_{r_n r_3} & \dots & L_{r_n r_n} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

### 2.3 전압 방정식의 계산

고정자 전압 방정식에서 식 (2-1)과 식 (2-13)은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$V_s = R_s I_s + L_{ss} \frac{dI_s}{dt} + \omega_{rm} \frac{dL_{sr}}{d\theta_{rm}} I_r + L_{sr} \frac{dI_r}{dt} \quad (2-21)$$

식 (2-14)와 식 (2-16)을 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{dI_r}{dt} = -L_{rr}^{-1}R_r I_r - L_{rr}^{-1}L_{sr}^t \frac{dI_s}{dt} - L_{rr}^{-1}\omega_{rm} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}} I_s \quad (2-22)$$

식 (2-1), (2-13), (2-22)에서 다음과 같은 고정자 전압 방정식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_s &= (R_s - \omega_{rm} L_{sr} L_{rr}^{-1} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}}) I_s \\ &+ (L_{ss} - L_{sr} L_{rr}^{-1} L_{sr}^t) \frac{dI_s}{dt} \\ &+ (\omega_{rm} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}} - L_{sr} L_{rr}^{-1} R_r) I_r \end{aligned} \quad (2-23)$$

식 (2-23)과 같은 방법으로 회전자 전압 방정식 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_r &= (\omega_{rm} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}} - L_{sr}^t L_{ss}^{-1} R_s) I_s \\ &+ (L_{rr} - L_{sr}^t L_{ss}^{-1} L_{sr}) \frac{dI_r}{dt} \\ &+ (R_r - \omega_{rm} L_{sr}^t L_{ss}^{-1} \frac{dL_{sr}^t}{d\theta_{rm}}) I_r \end{aligned} \quad (2-24)$$

## 2.4 토크 계산

토크는 기계적인 운동 방정식으로 간단하게 쓸 수 있다.

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + T_L = T_e \quad (2-25)$$

여기서  $\theta$ 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.

$$T_e = \left( \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} \right)_{[I_s, I_r, \text{constant}]} \quad (2-26)$$

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

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} I_s^t & I_r^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr} & L_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ I_r \end{pmatrix} \quad (2-27)$$

## 2.5 Winding Function 이론

그림 2.2와 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  $N_r$ , 회전축에 대칭이며, 권선의 뒤틀림과 기울기는 없다고 가정한다. 그림 2.2의 경우  $N_r = 1$  이다. 그림 2.2에서 경로 12341은  $\phi$  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.

$$\oint_{12341} \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int_S \bar{J} \cdot d\bar{S} \quad (2-28)$$

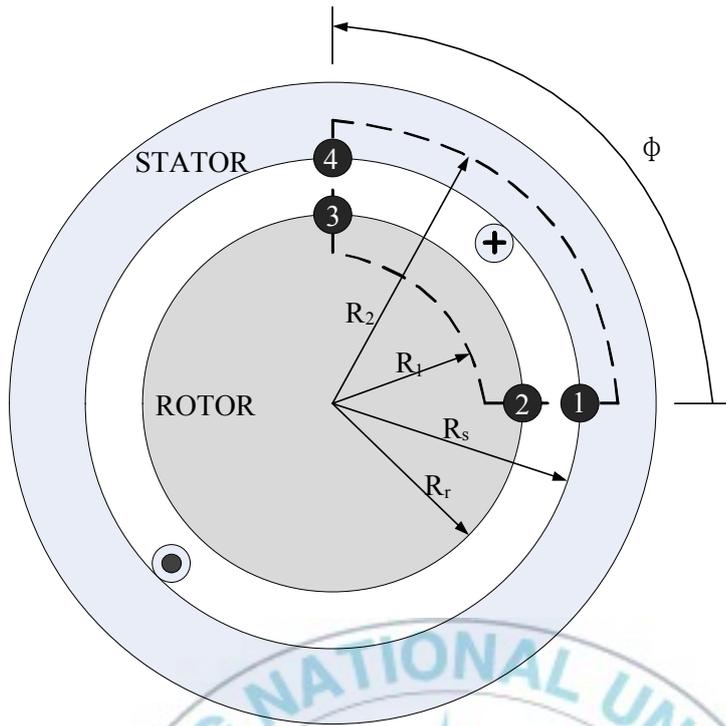


그림 2.2 기본 원동형 기기

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

$$\int_{12341} \vec{H} \cdot d\vec{l} = n(\phi)i \quad (2-29)$$

$n(\phi)$ 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 2.2의 경우는 +1 값을 가진다. 그림 2.2에서  $0 < \phi \leq 2\pi$  사이의 turns function을 그림 2.3에 나타내었다.

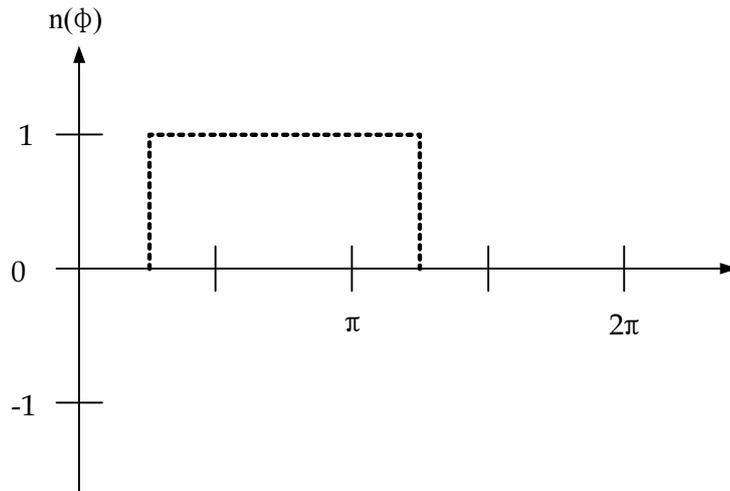


그림 2.3 기본 원동형 기기(그림 2.2)의 turns function

그림 2.3에서 turns function은  $\phi$ 각에 의존하는 것을 알 수 있다.

식 (2-29)는 4개의 성분으로 나눌 수 있고, 각 성분들은 자기회로에서 기자력으로 설명된다. 식 (2-29)를 기자력으로 표현하면 다음과 같다.

$$F_{12} + F_{23} + F_{34} + F_{41} = n(\phi)i \quad (2-30)$$

$\phi$ 를 공극상의 임의의 점이라고 가정하면 식 (2-30)은 다음과 같이 벡터 합으로 쓸 수 있다.

$$F_{12} = \int_{R_s}^{R_r} H_r(r,0)dr \quad (2-31)$$

$$F_{23} = - \int_{R_1}^{R_r} H_r(r,0)dr + \int_0^\phi R_1 H_\phi(R_1,u)du + \int_{R_1}^{R_r} H_r(r,\phi)dr \quad (2-32)$$

$$F_{34} = \int_{R_r}^{R_s} H_r(r, \phi) dr \quad (2-33)$$

$$F_{41} = \int_{R_s}^{R_2} H_r(r, \phi) - \int_0^\phi R_2 H_\phi(r_2, u) du - \int_{R_s}^{R_2} H_r(r, 0) dr \quad (2-34)$$

여기서  $u$  는 적분 치환 변수이다. 권선 단부 효과를 무시하면, 자계의 세기 ( $H$ )의 반경 방향( $r$ ) 성분과 회전 방향( $\phi$ ) 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 작은것은 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 (2-30)은 다음과 같다.

$$F_{12}(0) + F_{34}(\phi) = n(\phi)i \quad (2-35)$$

유효 공극 길이  $g_e$ 는 회전자 길이  $R_r$ 과 비교해서 매우 작아서 공극 자계 세기  $H_r$  은 일정하다고 가정한다. 따라서 식 (2-31), (2-33)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_{12}(0) = -H_r(R_s, 0)g_e \quad (2-36)$$

$$F_{34}(\phi) = H_r(R_s, \phi)g_e \quad (2-37)$$

식 (2-36), (2-37)을 풀기 위해서 가우스 정리를 이용한 추가 방정식이 필요하다.

$$\int^S \bar{B} \cdot d\bar{S} = 0 \quad (2-38)$$

철심은 무한대의 투자율을 가지고, 원통형 표면  $S$ 를 선택하면 식 (2-38)은 다음과 같다.

$$\mu_0 \int_0^\ell \int_0^{2\pi} r H_r(r, \phi) d\phi dz = 0 \quad R_r \leq r \leq R_s \quad (2-39)$$

$l$ 은 고정자 축 방향 길이이고, 자계  $H_r$ 은 축 방향에 독립적이고, 공극 반지름  $r$ 은 일정한 값을 가지므로 식 (2-39)는 다음과 같다.

$$\int_0^{2\pi} H_r(r, \phi) d\phi = 0 \quad (2-40)$$

$$\int_0^{2\pi} F_{34}(\phi) d\phi = 0 \quad (2-41)$$

식 (2-35)를 0부터  $2\pi$ 까지 적분하면 다음과 같다.

$$\int_0^{2\pi} F_{12}(0) d\phi + \int_0^{2\pi} F_{34}(\phi) d\phi = \int_0^{2\pi} n(\phi) i d\phi \quad (2-42)$$

$F_{12}$ 와  $i$ 는  $\phi$ 에 독립이기 때문에 식 (2-42)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_{12} = i \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\phi) d\phi \right] \quad (2-43)$$

식 (2-43)의 대괄호 안의 값은 turns function  $n(\phi)$ 의 평균값을 나타낸다. Turns function의 평균값을 다음과 같이 나타낸다.

$$\langle n(\phi) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\phi) d\phi \quad (2-44)$$

그러면 식 (2-43)는 다음과 같다.

$$F_{12} = \langle n(\phi) \rangle i \quad (2-45)$$

식 (2-35)로부터 공극의 임의의 점에서의 기자력 다음과 같다.

$$F_{34}(\phi) = (n(\phi) - \langle n(\phi) \rangle) i \quad (2-46)$$

식 (2-46)에서 괄호 안은 turns function에서 turns function의 평균값을 뺀 값을 나타낸다. 이 값을 winding function이라고 하고, 다음과 같이 정의한다.

$$N(\phi) = n(\phi) - \langle n(\phi) \rangle \quad (2-47)$$

식 (2-46)은 다음과 같이 간단히 쓸 수 있다.

$$F(\phi) = N(\phi) i \quad (2-48)$$

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

## 2.6 인덕턴스

그림 2.4에 임의로 배치된  $A$  권선을 나타내었다.  $N_i$  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.

$$F_A(\phi) = N_A(\phi) i_A \quad (2-49)$$

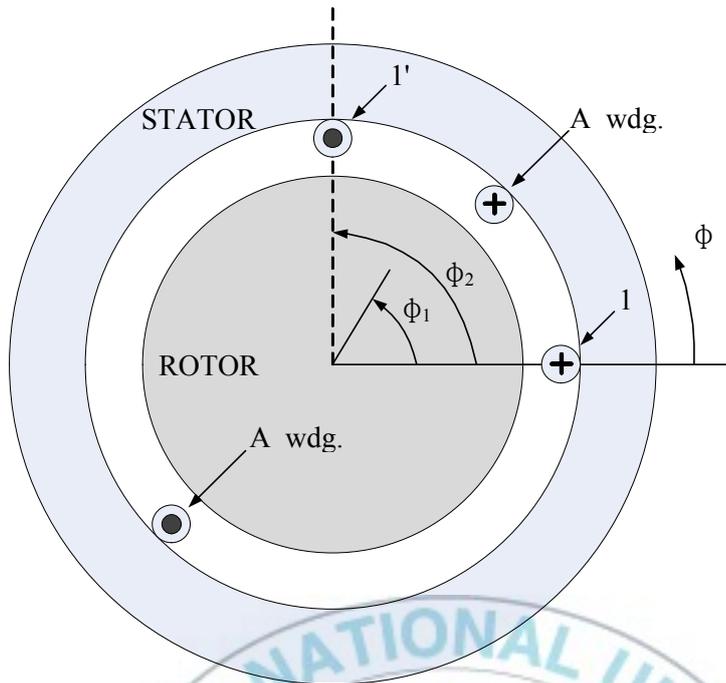


그림 2.4 A 권선과 코일 1-1'

공극 자속은 기자력과 다음과 같은 관계가 있다.

$$\Phi = FP \quad (2-50)$$

$P$ 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 (2-50)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$d\Phi = F_A(\phi)\mu_0 r l \frac{d\phi}{g} \quad (2-51)$$

여기서  $F_A$ 는  $A$  권선의 기자력이다. 그림 2.4에서  $A$  권선의 자속은 다음과 같다.

$$\Phi_A = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} F_A(\phi) d\phi \quad (2-52)$$

코일 1-1' 에 채교하는 자속은 다음과 같다.

$$\Phi_{1-1'} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_{\phi_1}^{\phi_2} n_1(\phi) F_A(\phi) d\phi \quad (2-53)$$

$n_1(\phi)$ 는 코일 1-1'의 turns function이고,  $\phi_2 < \phi$  이면  $n_1(\phi)$ 는 0이다. 식 (2-53)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\Phi_{1-1'} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_1(\phi) F_A(\phi) d\phi \quad (2-54)$$

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

$$L_{BA} = \frac{\lambda_{BA}}{i_A} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_B(\phi) N_A(\phi) d\phi \quad (2-55)$$

식 (2-47)에서 B 권선의 turns function은 다음과 같다.

$$n_B(\phi) = N_B(\phi) + \langle n_B(\phi) \rangle \quad (2-56)$$

$N_B(\phi)$ 는 B 권선의 winding function이고,  $\langle n_B(\phi) \rangle$ 는 B 권선의 turns function의 평균값을 나타낸다. 식 (2-56)을 이용하면 식 (2-55)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_B(\phi) N_A(\phi) d\phi + \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} \langle n_B(\phi) \rangle N_A(\phi) d\phi \quad (2-57)$$

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

function  $N_A(\phi)$ 의 평균값은 0이다. 따라서 식 (2-57)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_B(\phi) N_A(\phi) d\phi \quad (2-58)$$

추가적으로  $A$  권선의 자화 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{AA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_A^2(\phi) d\phi \quad (2-59)$$



### 3. 유도 전동기 모델링

#### 3.1 3상 농형 유도 전동기 사양

모델링 대상 3상 농형 유도 전동기의 사양은 다음과 같다.

표1. 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 <sup>2</sup> ]
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	$7.0539 \times 10^{-5}$ [Ω]
회전자 단락링 저항	$9.92506 \times 10^{-7}$ [Ω]

#### 3.2 Winding Function 계산

그림 3.1은 고정자 권선 3상의 배치도이다. 고정자 권선은 1층이고, 코일 피치는 9이며 슬롯당 코일 턴 수는 69턴 이다. 한 상당 3개의 고정자 슬롯

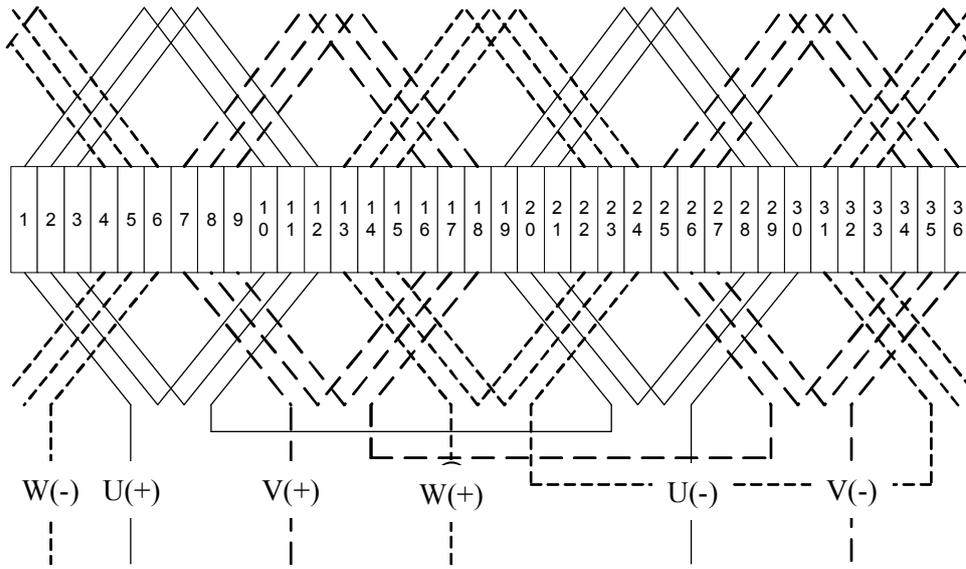


그림 3.1 고정자 권선 배치도

을 차지하고, 전절권 형태의 계단모양 분포(Full pitch, Stepped distribution)를 가지고, 4극으로 이루어져 있다.

앞선 2.5장의 winding function 이론으로 고정자 권선 U상의 turns function 을 계산하면 그림 3.2와 같고, winding function을 계산하면 그림 3.3과 같다. 가로축은 원통형 기기의 둘레 ( $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ ) 이고, 세로축은 권선 턴 수를 나타낸다.

V상과 W상의 winding function은 그림 3.4와 3.5에 나타내었다.

농형 회전자는 winding function 이론에서 권선의 턴 수를 1로 두고 계산하면 된다. 회전자 도체 봉 1번의 winding function은 그림 3.6과 같다. 이때 회전자가  $\theta$ 만큼 회전한 경우의 winding function은 그림 3.7과 같다.

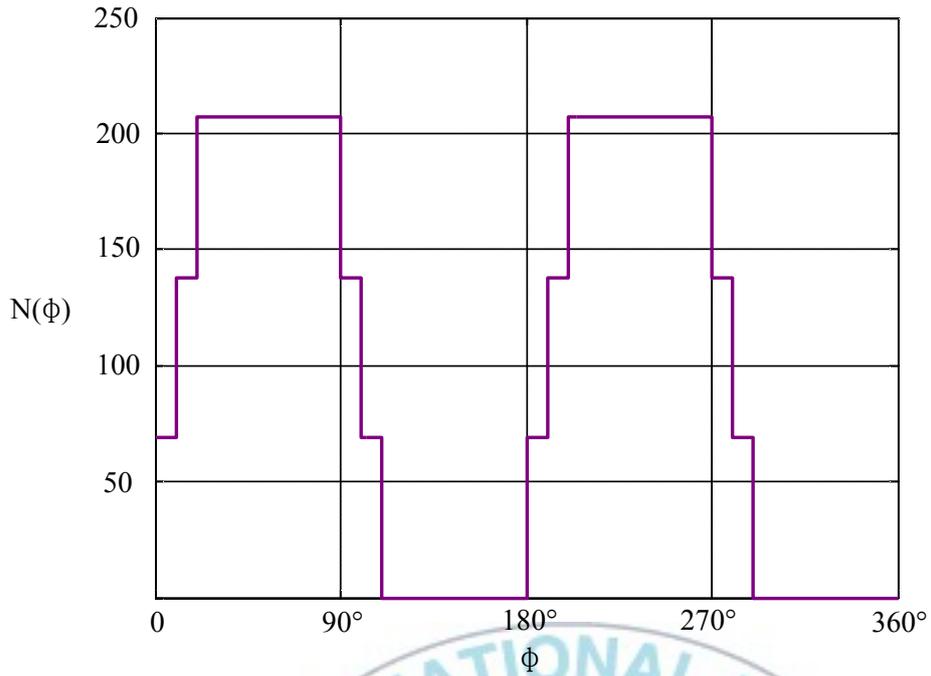


그림 3.2 고정자 권선 U 상의 turns function

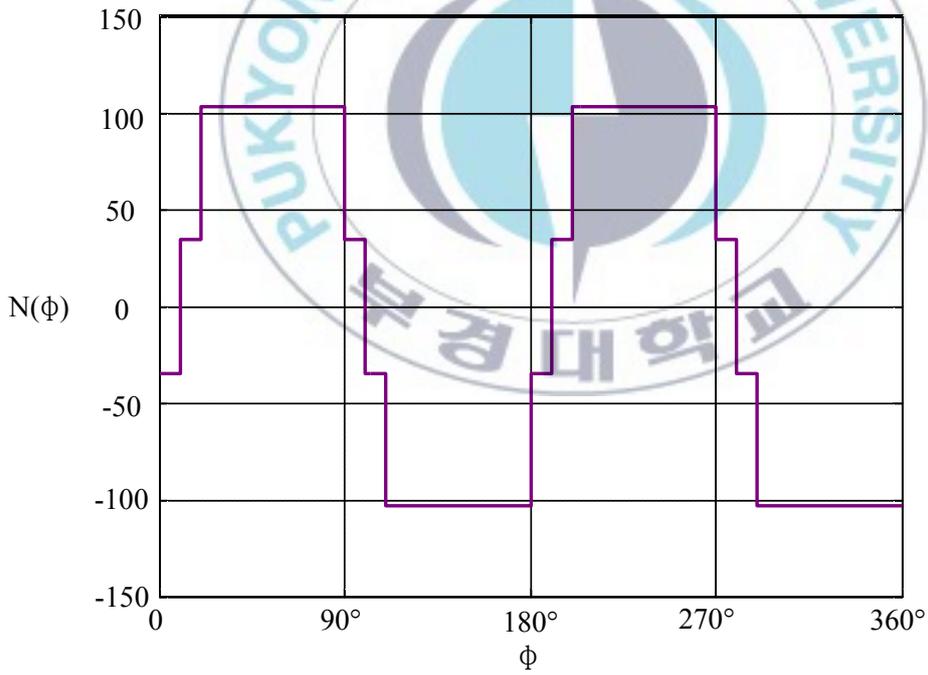


그림 3.3 고정자 권선 U 상의 winding function

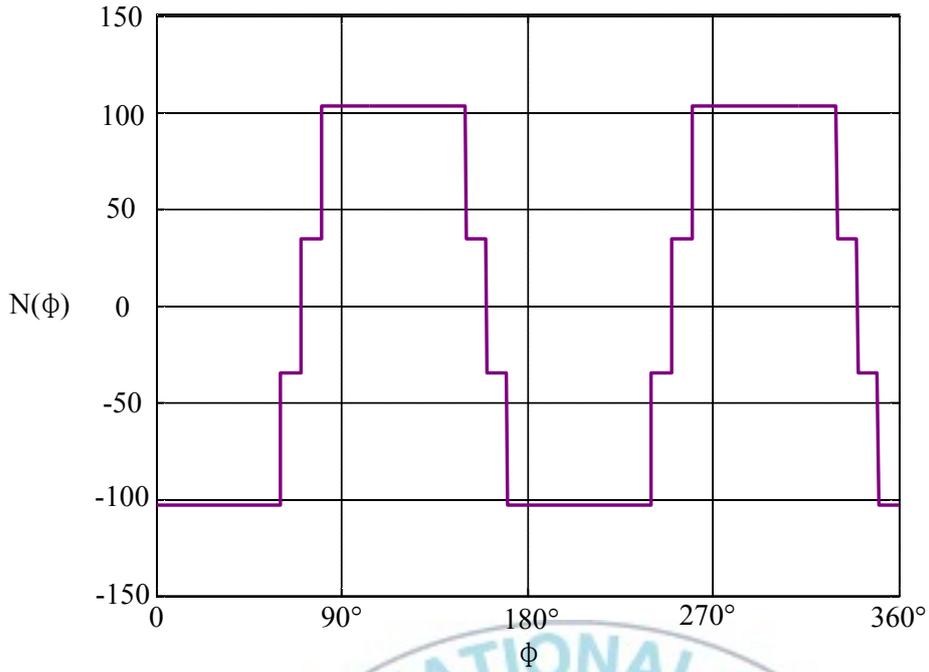


그림 3.4 고정자 권선 V 상의 winding function

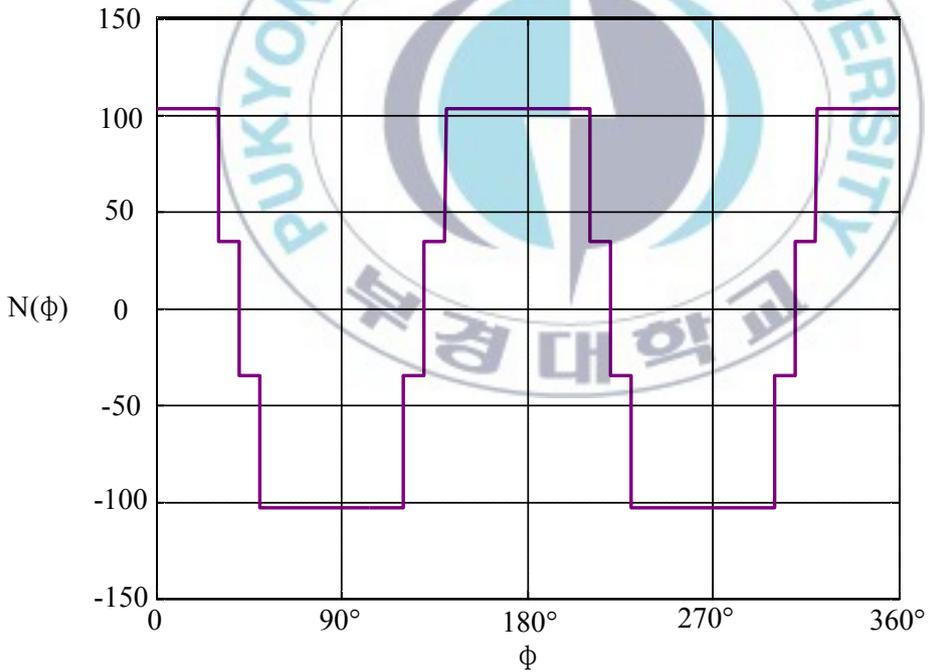


그림 3.5 고정자 권선 W 상의 winding function

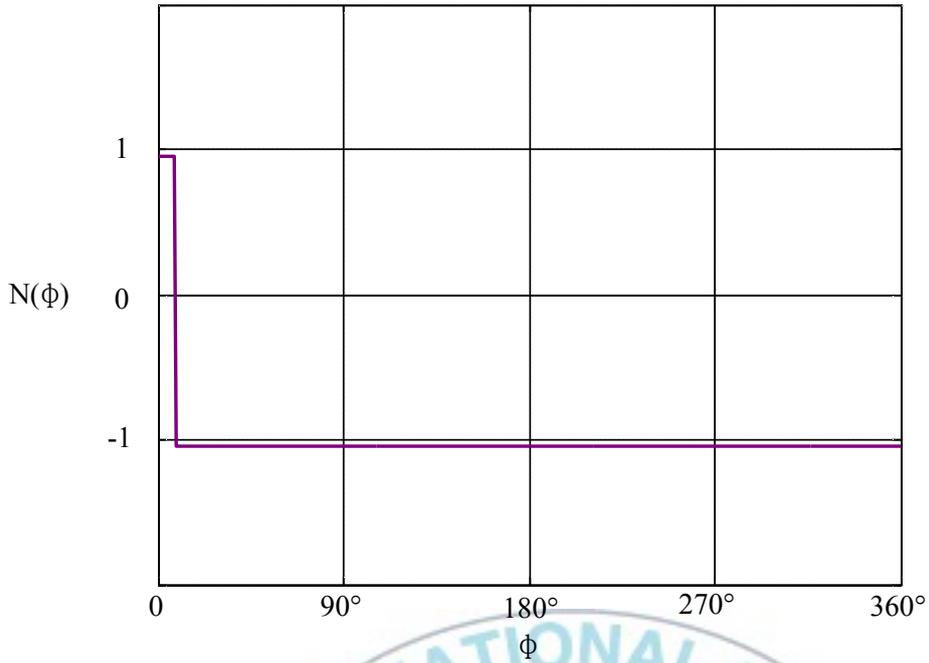


그림 3.6 회전자 도체 봉 1번의 winding function

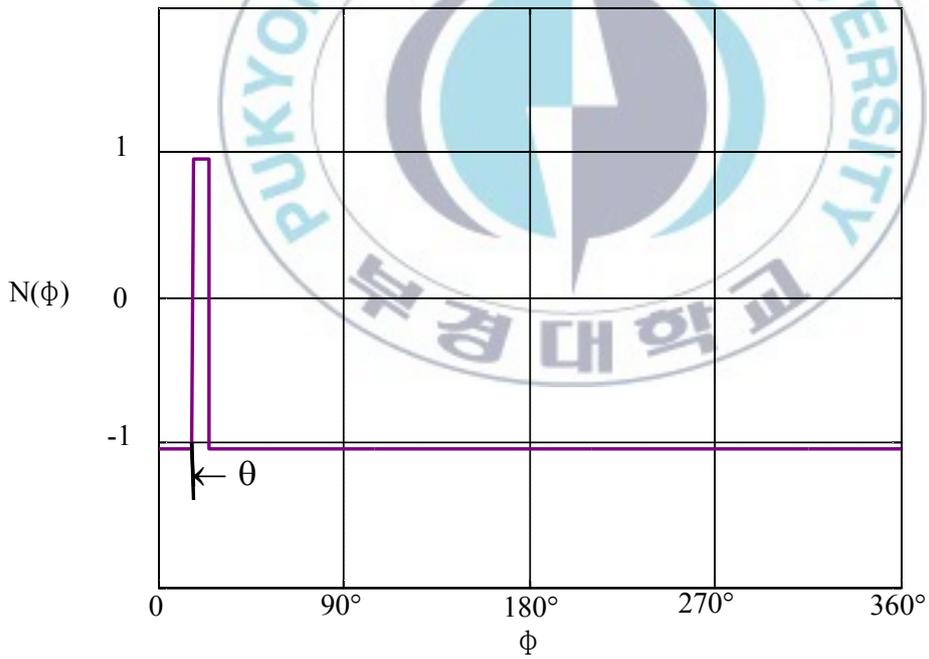


그림 3.7 회전자 도체 봉 1번의 winding function ( $\theta$  만큼 회전).

### 3.3 회전자 도체 봉 파손

농형 회전자 도체 봉 1번이 파손된 상태라고 가정하면 회전자 등가회로는 그림 3.8과 같다. 회전자 봉이 파손되면 그 부분에 전류가 흐르지 않아서 winding function 이 변하게 된다. 그림 3.7과 같은 상태에서 회전자 도체 봉 1번이 파손되면 winding function은 그림 3.9와 같이 변한다.

### 3.4 회전자 정적 편심

정적 편심은 고정자와 회전자의 중심 위치가 다르고, 회전자의 중심과 회전자 회전의 중심이 같은 경우로 회전자의 회전에 관계없이 공극 길이는 일정한 간격을 유지하게 된다.

회전자가 정적 편심일 경우 공극 길이 함수는 다음과 같다 [4].

$$g_e(\phi) = g_0 - \delta g \cdot \cos \phi \quad (3-1)$$

그림 3.10은 회전자의 정적 편심을 나타낸 것으로 편심이 없는 상태의 공극 길이가  $g_0$  이고, 고정자 중심과 회전자 중심의 거리가  $\delta g$  이다. 편심이 생기면  $r_s(\phi) \neq r_r(\phi)$ 이 된다. Winding function 이론으로 상호 인덕턴스 계산하기 위한 유효 공극 반지름은 다음과 같다.

$$r_e(\phi) = [r_s(\phi) + r_r(\phi)]/2 \quad (3-2)$$

그림 3.10과 같은 정적편심 모델에서 공극 길이가 0.35 mm이고, 정적 편심이 10%, 30%, 50%인 경우의 유효 공극의 길이는 그림 3.11과 같다.

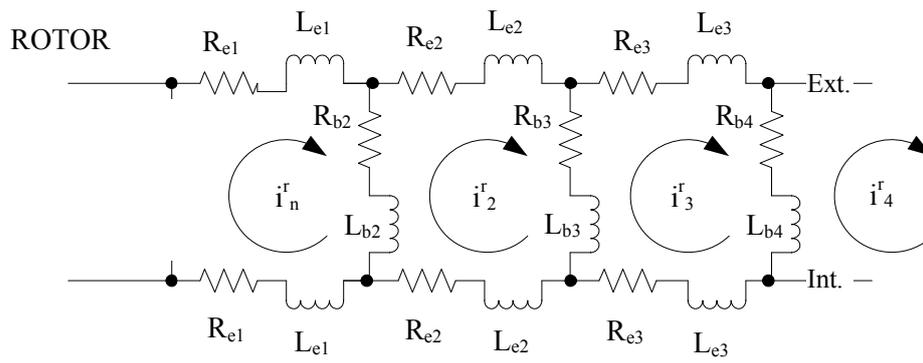


그림 3.8 능형 회전자 1번 도체 봉 파손

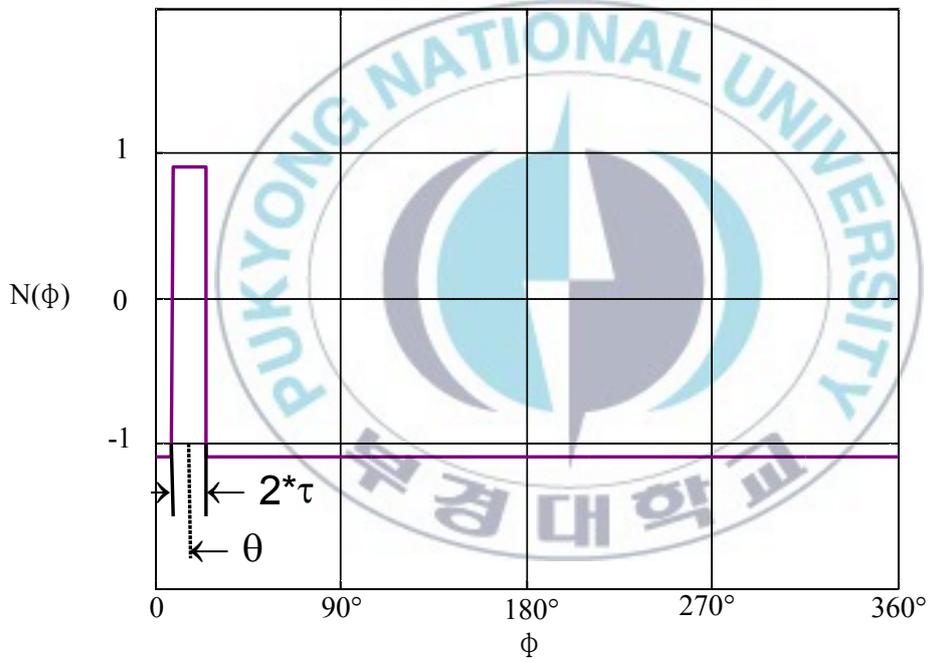


그림 3.9 회전자 도체 봉 파손 상태의 winding function

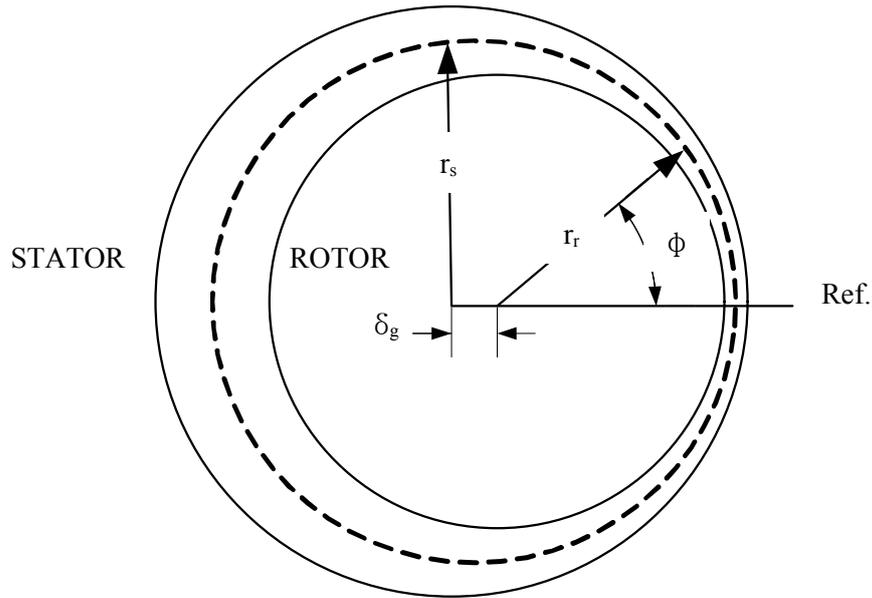


그림 3.10 회전자 정적 편심 모델

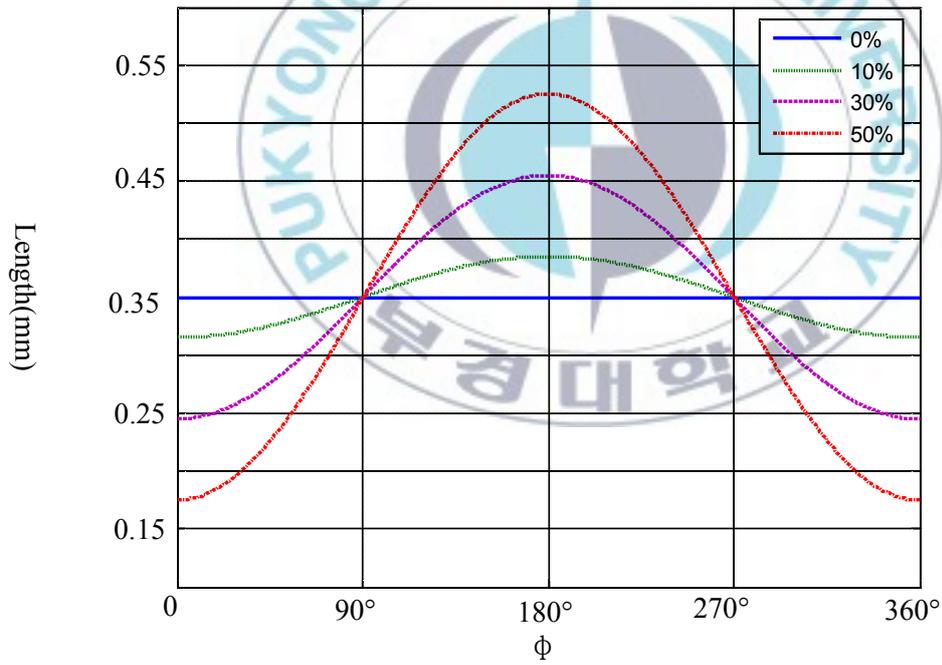


그림 3.11 정적 편심상태의 공극 길이

### 3.5 인덕턴스 계산

그림 3.12는 식 (2-58)을 이용하여 고정자 3상과 회전자 도체 봉 1번의 상호 인덕턴스를 계산한 결과이다. 실선은 U상, 가는 점선은 V상, 굵은 점선은 W상이다. 그림 3.13은 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1, 2, 3, 4번의 상호 인덕턴스를 계산한 결과이다. 실선은 도체 봉 1번, 가는 점선은 도체 봉 2번, 굵은 점선은 도체 봉 3번, 파선은 도체 봉 4번이다.

그림 3.12와 3.13의 계산 결과를 보면 각각의 상호 인덕턴스 계산 값은 회전자의 위치에 따라서 변한다. 하지만, 인덕턴스의 크기 변화는 같은 형태이고, 위상만 다르게 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 3.14는 도체 봉 1개 파손상태의 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번의 상호 인덕턴스 계산결과이다. 정상상태의 상호 인덕턴스 값과 비교했을 때 최댓값이 약 2배 큰 것을 알 수 있다.

그림 3.15는 도체 봉 3개 파손상태의 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번의 상호 인덕턴스 계산결과이다. 정상상태의 상호 인덕턴스 값과 비교했을 때 최댓값이 약 4배 큰 것을 알 수 있다.

그림 3.16은 정적 편심 10% 상태의 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번의 상호 인덕턴스 결과이다. 그림 3.17은 정적 편심 50% 상태의 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번의 상호 인덕턴스 결과이다. 정적 편심 상태의 고정자와 회전자 사이의 상호 인덕턴스는 정상상태와 비교했을 때 찌그러진 형태이다.

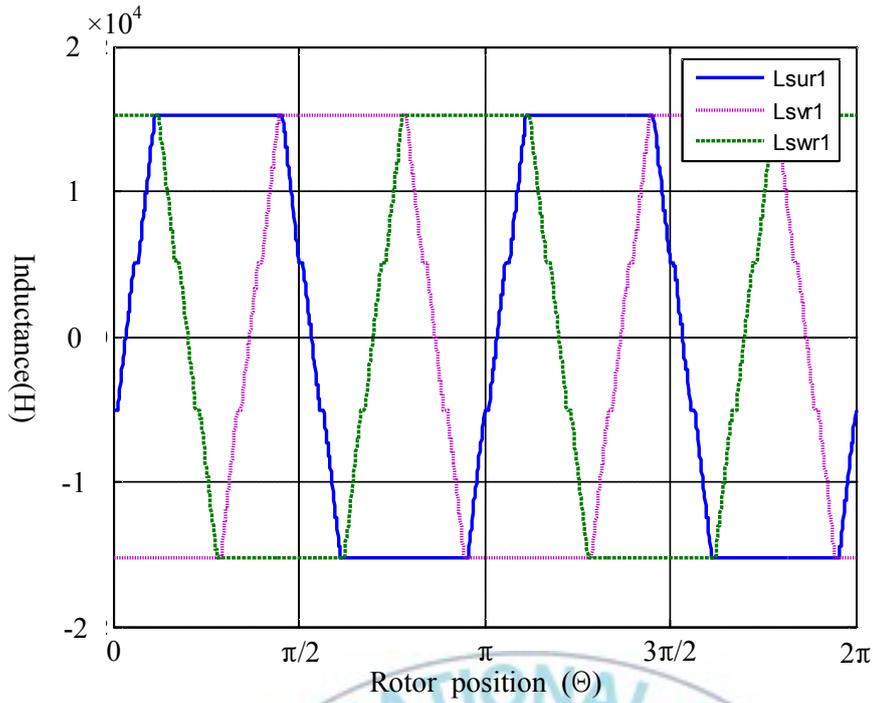


그림 3.12 고정자와 회전자 도체 봉 1번 사이의 상호 인덕턴스

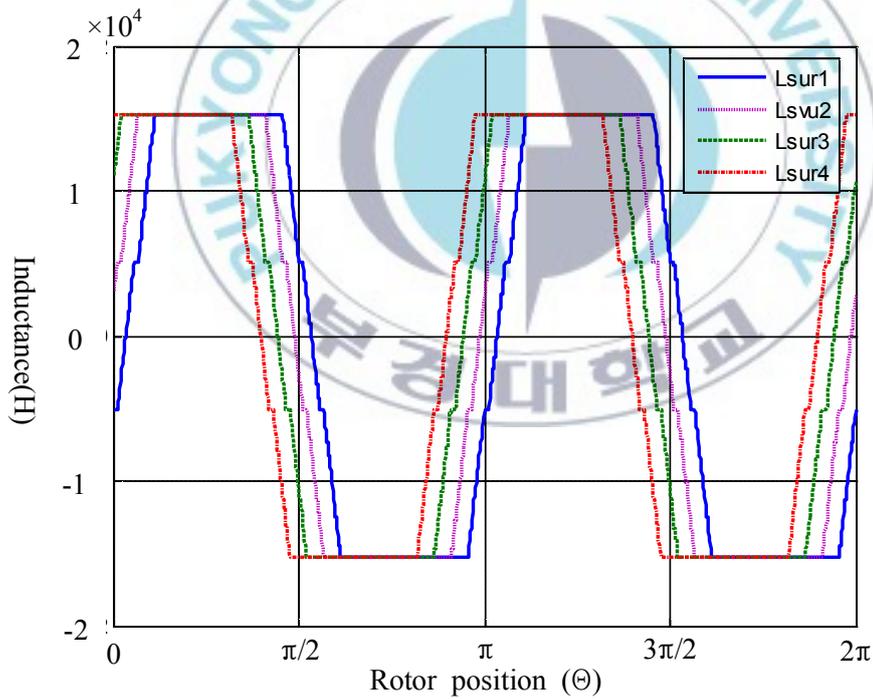


그림 3.13 고정자 U 상과 회전자 도체 봉 1,2,3,4번 사이의 상호 인덕턴스

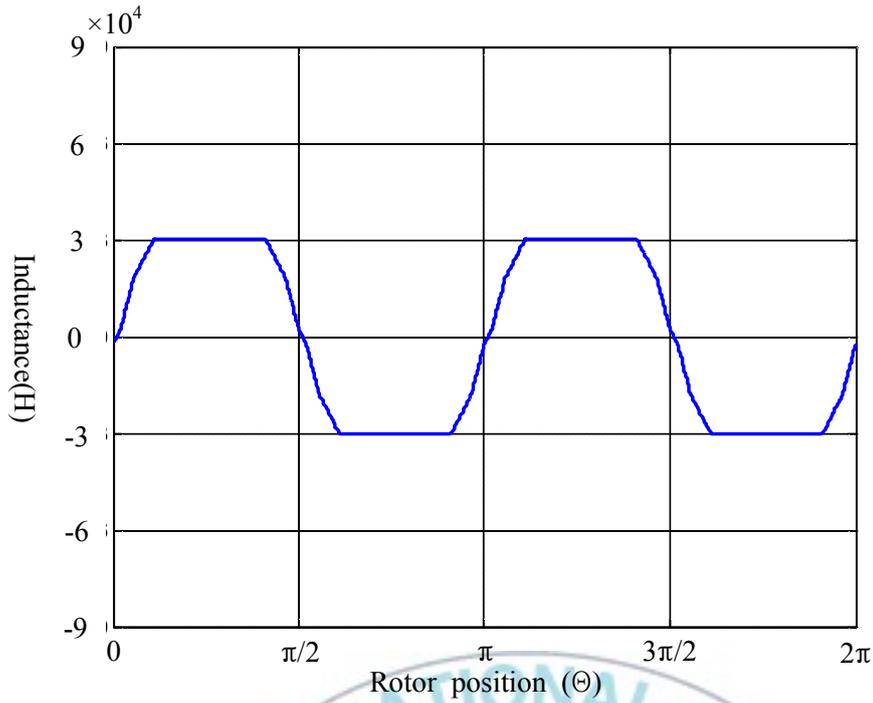


그림 3.14 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번 사이의 상호 인덕턴스(도체 봉 1개 파손)

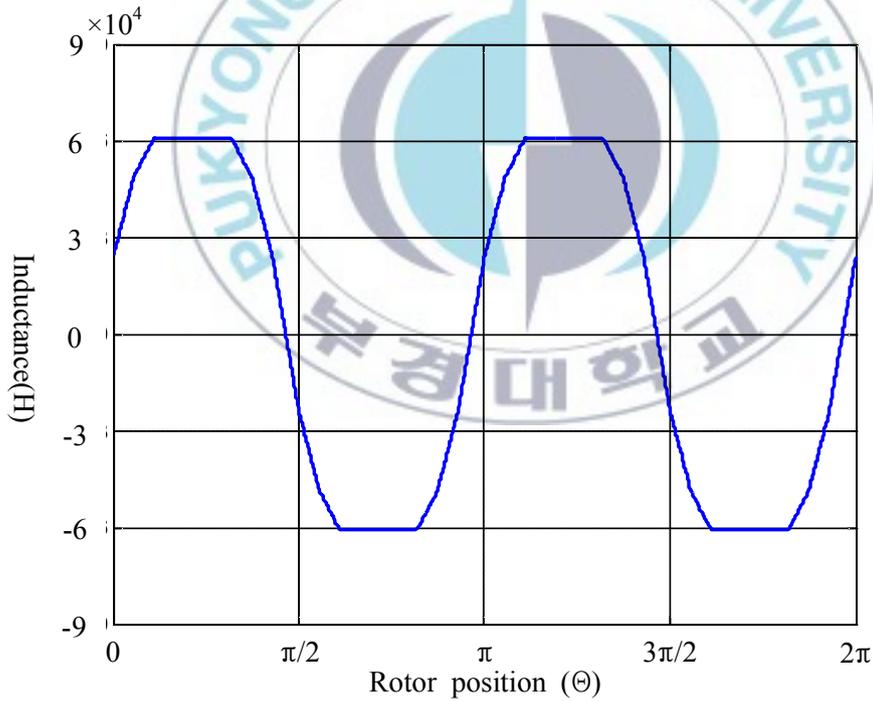


그림 3.15 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번 사이의 상호 인덕턴스(도체 봉 3개 파손)

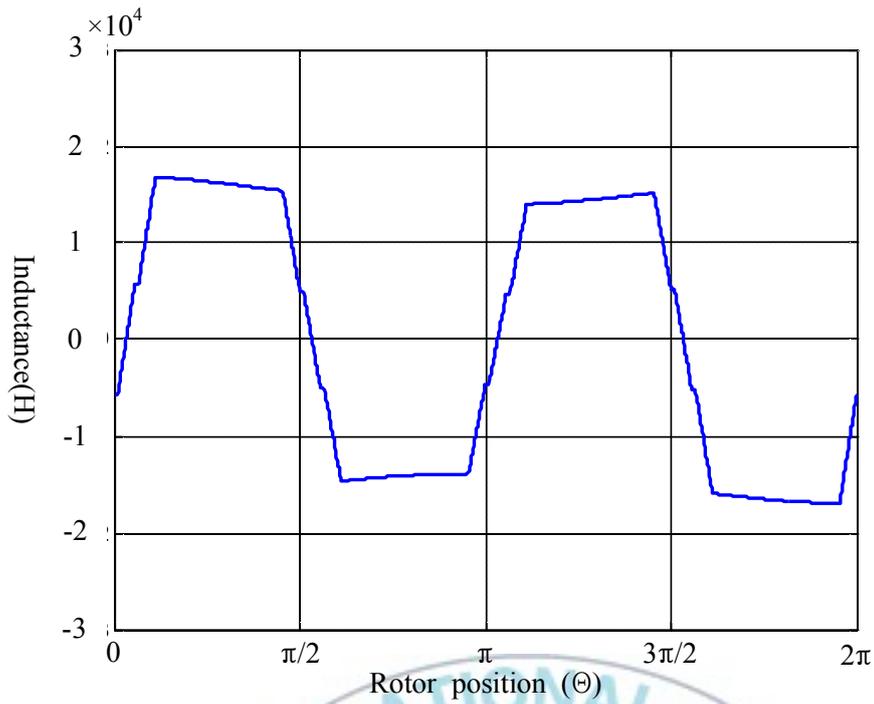


그림 3.16 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번 사이의 상호 인덕턴스(정적편심 10%)

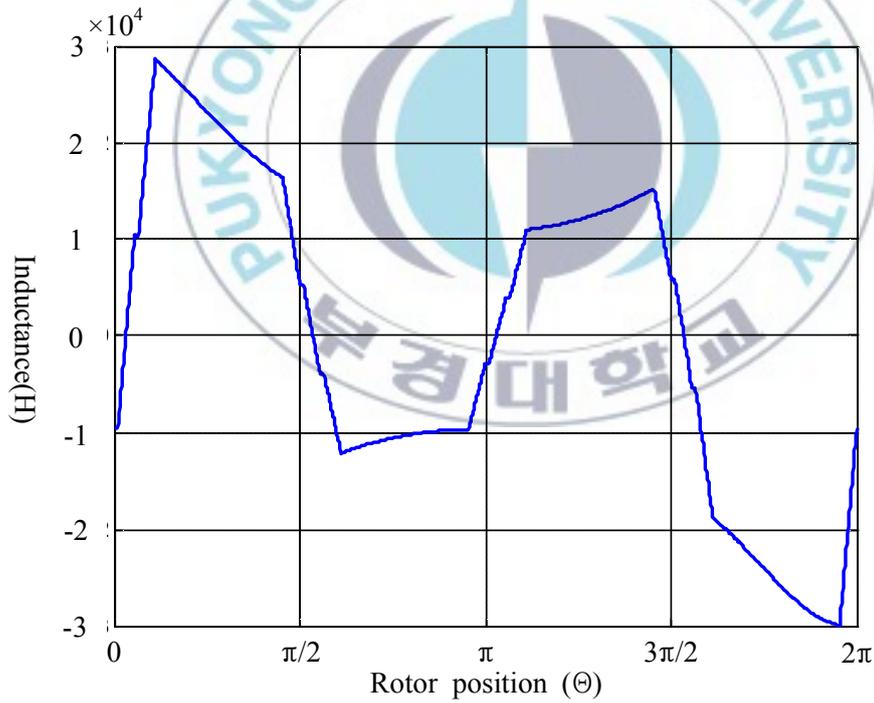


그림 3.17 고정자 U상과 회전자 도체 봉 1번 사이의 상호 인덕턴스(정적편심 50%)

## 4. 시뮬레이션 결과

앞선 3장의 표 1에 제시한 1마력, 3상 농형 유도 전동기의 자료를 이용하여 coupled magnetic circuits 이론을 기반으로 한 해석적 방법과 유한요소해석 방법으로 시뮬레이션하였고, 고정자 전류 U상을 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform; FFT) 하여 나타내었다.

해석적 방법으로 구한 정상상태의 고정자 전류 스펙트럼을 그림 4.1에 나타내었다. x 축은 주파수를, y 축은 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density; PSD)로 나타내었다. 그림 4.1(a)는 전원 주파수 주변이고, 그림 4.1(b)는 슬롯 조화 성분(principle slot harmonic; PSH) 주변이다.

그림 4.2는 회전자 도체 봉 3개 파손 상태의 고정자 전류 스펙트럼이다. 회전자 도체 봉 파손 시의 전류 특성 패턴은 다음과 같다.

$$f_{sb} = f_s(1 \pm 2s) \quad (4-1)$$

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

그림 4.3은 정적편심 50%상태의 고정자 전류 스펙트럼이다. 편심 상태의 전류 특성 패턴은 다음과 같다 [5].

$$f_{ec} = f_s \left[ (R \pm n_d) \frac{1-s}{p} \pm n_{ws} \right] \quad (4-2)$$

$$f_s \pm f_r = f_s \left( 1 \pm \frac{1-s}{p} \right) \quad (4-3)$$

$f_{ec}$  는 편심의 특이 주파수 성분,  $f_1$  은 전원 주파수,  $R$  은 회전자 슬롯 수,  $n_d$  는 정수(정적 편심 : 0, 동적 편심 : 1),  $s$ 는 슬립,  $p$ 는 극 쌍수,  $n_{ws} = 1, 3, 5, 7, \dots$  이다.  $n_d = 0$ ,  $s = 4\%$ ,  $n_{ws} = 1$  로 놓으면 기본 슬롯 조화 성분(PSH)을 얻을 수 있다.  $f_{ec}3\pm$ 는  $n_{ws}=3$ 인 경우이다.

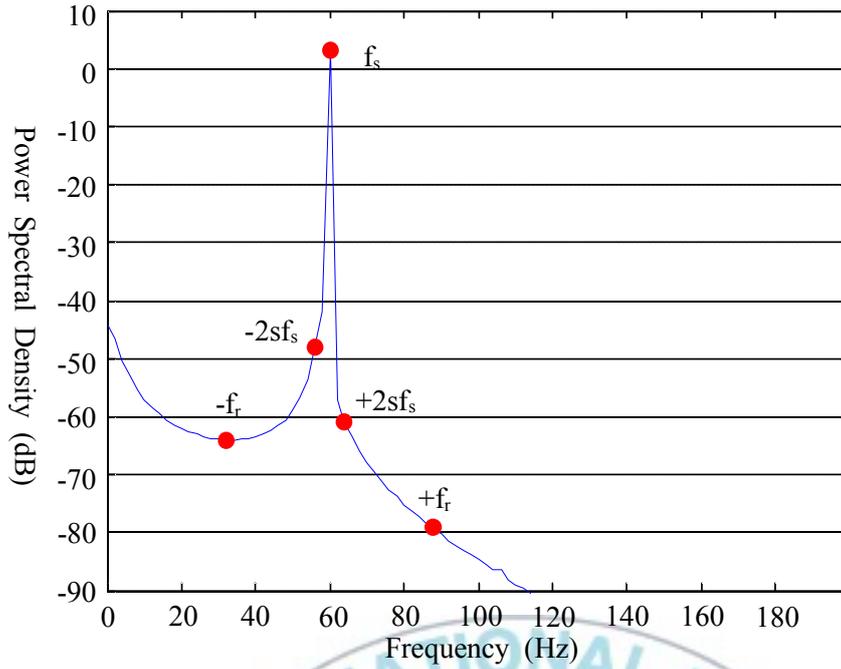
그림 4.4는 도체 봉 파손 3개와 정적 편심 50%가 결합된 복합결합 상태의 고정자 전류 스펙트럼이다.

그림 4.5부터 4.8까지는 표 1의 자료를 이용하여 유한요소해석 방법으로 얻은 결과의 고정자 U상 전류 스펙트럼이다. 각각의 상태는 그림 4.1~4.4와 같다.

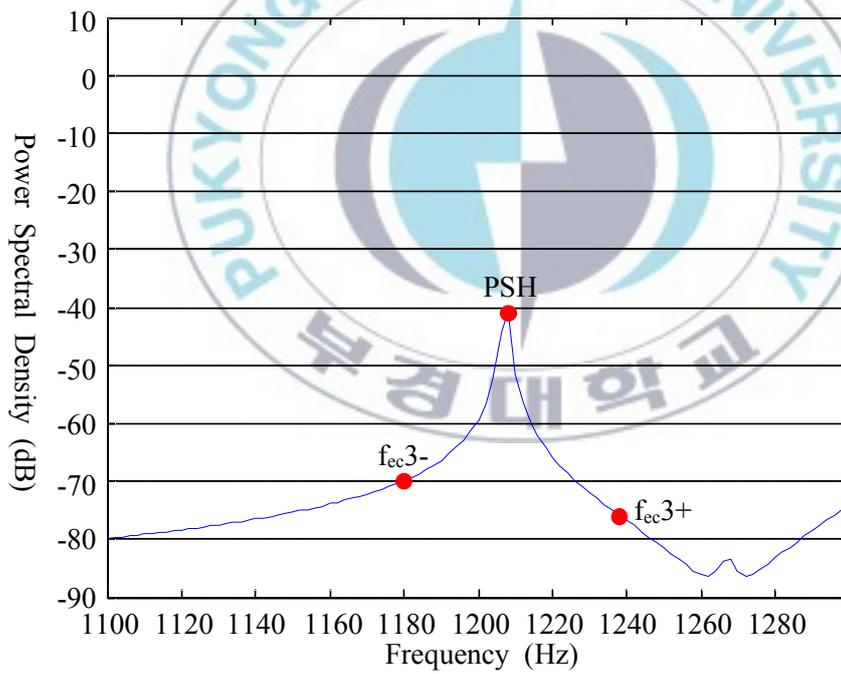
그림 4.1~4.4의 결과에서 결합 특성을 나타내는 고조파 성분의 크기를 표 2에 정리하였다.

그림 4.5~4.8의 결과에서 결합 특성을 나타내는 고조파 성분의 크기를 표 3에 정리하였다.



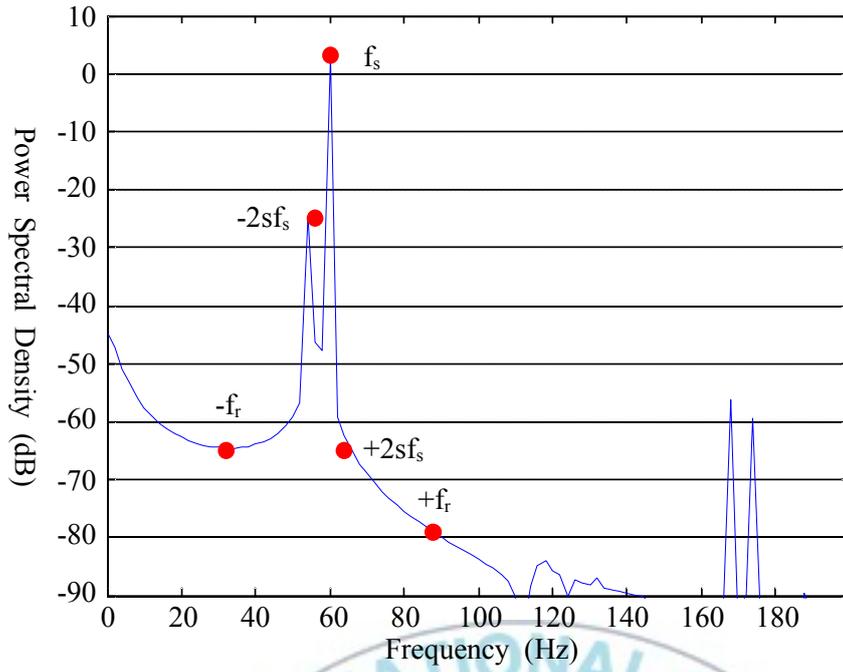


(a) 저주파수 영역

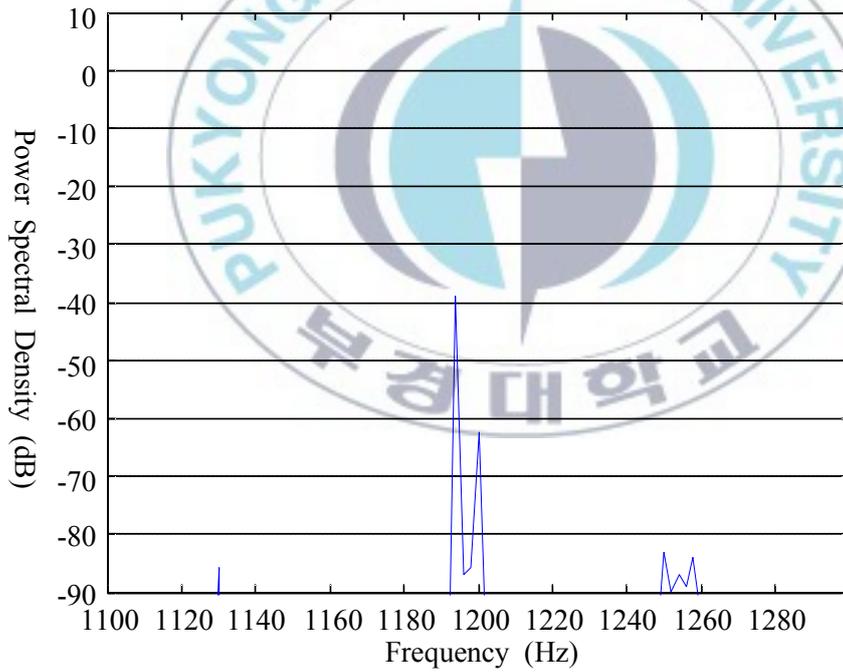


(b) 고주파수 영역

그림 4.1 정상상태의 고정자 전류 스펙트럼(해석적 방법)

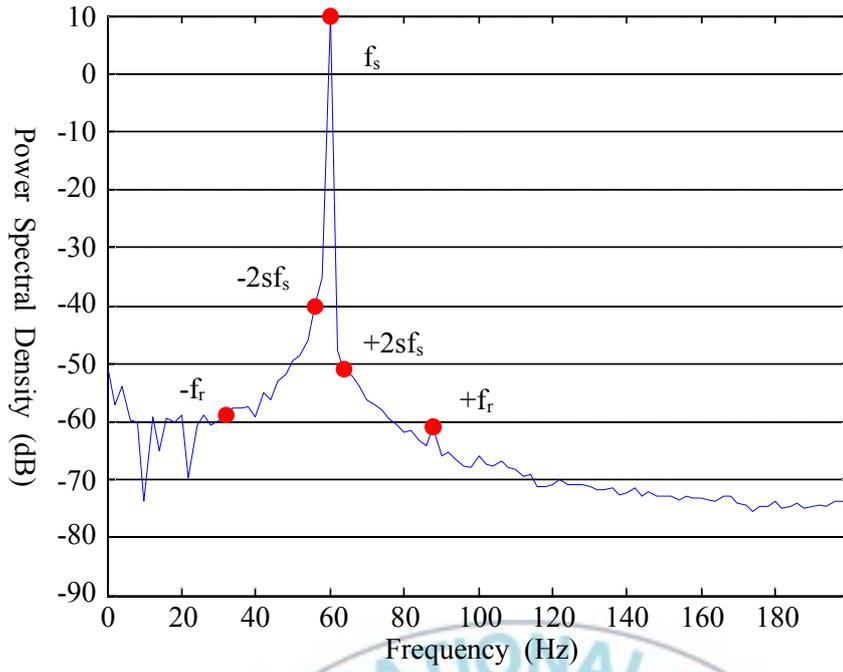


(a) 저주파수 영역

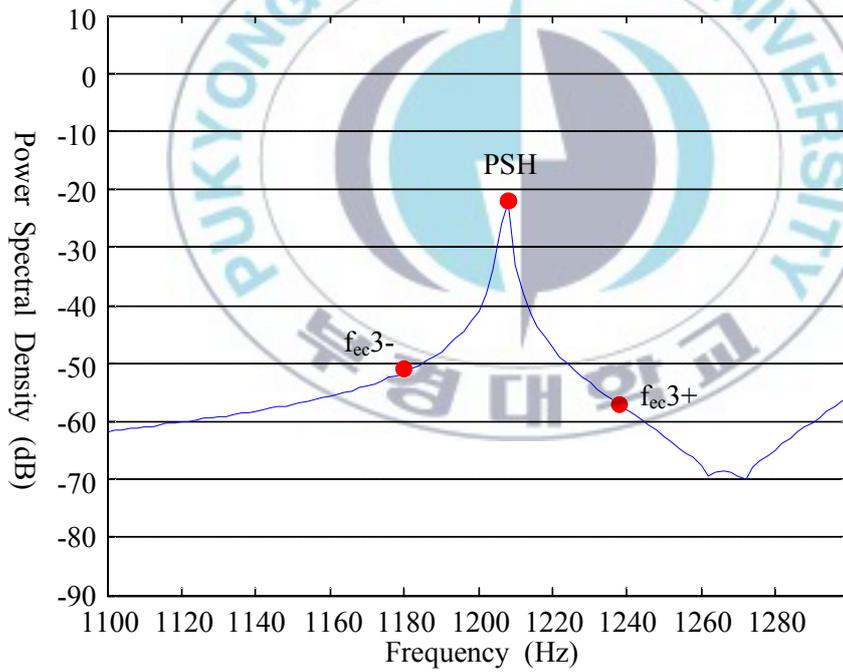


(b) 고주파수 영역

그림 4.2 회전자 도체 봉 3개 파손상태의 고정자 전류 스펙트럼(해석적 방법)

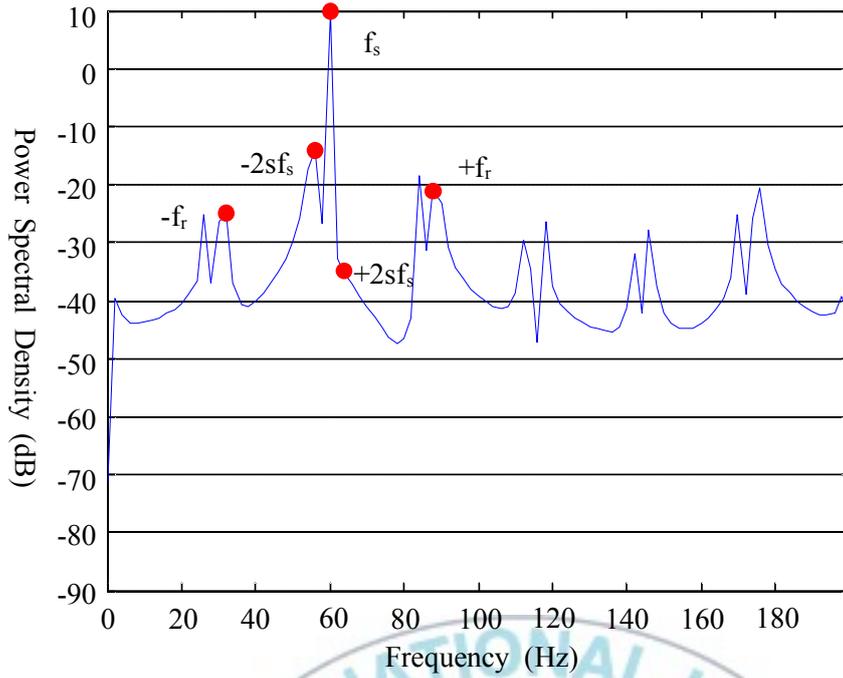


(a) 저주파수 영역

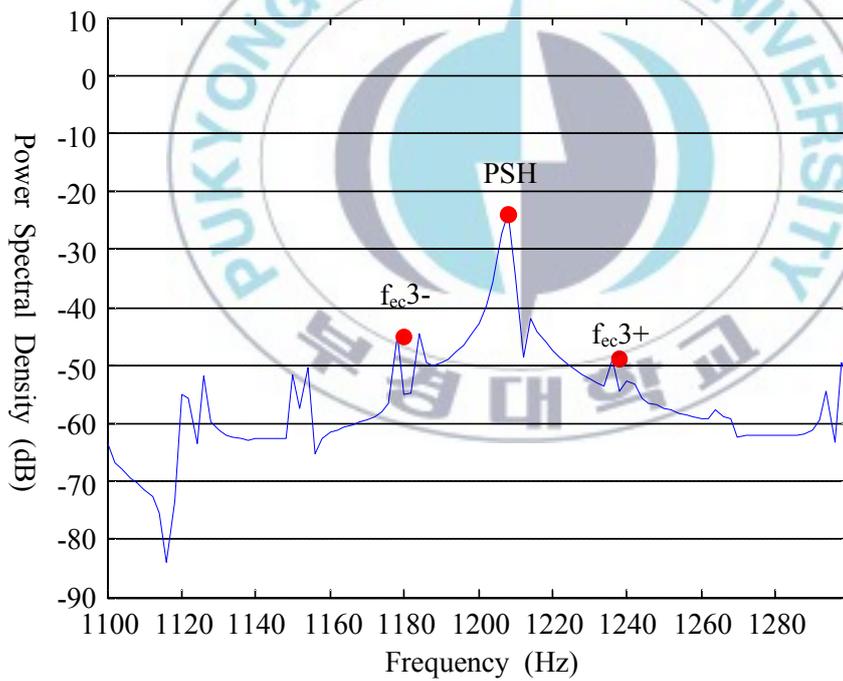


(b) 고주파수 영역

그림 4.3 정적 편심 50%상태의 고정자 전류 스펙트럼(해석적 방법)

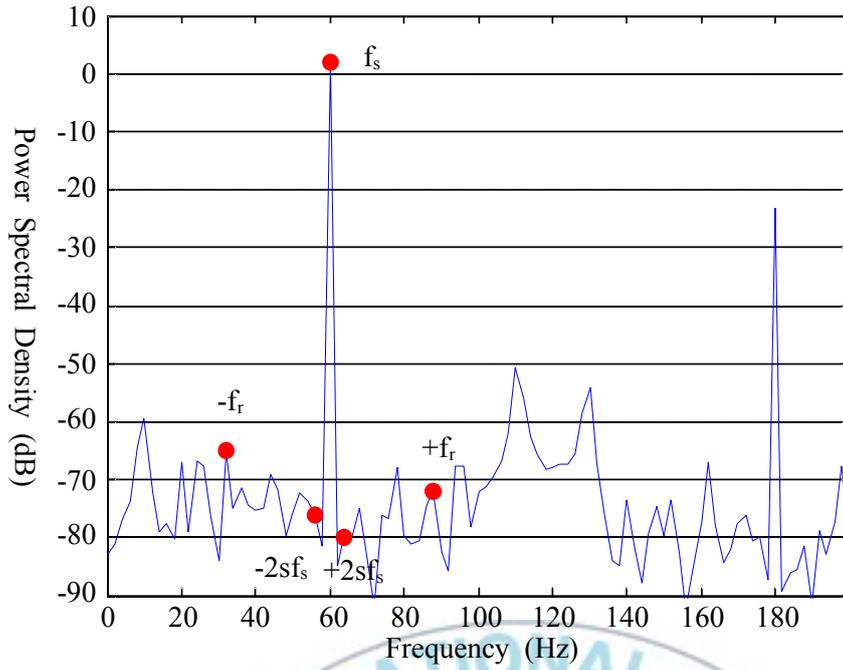


(a) 저주파수 영역

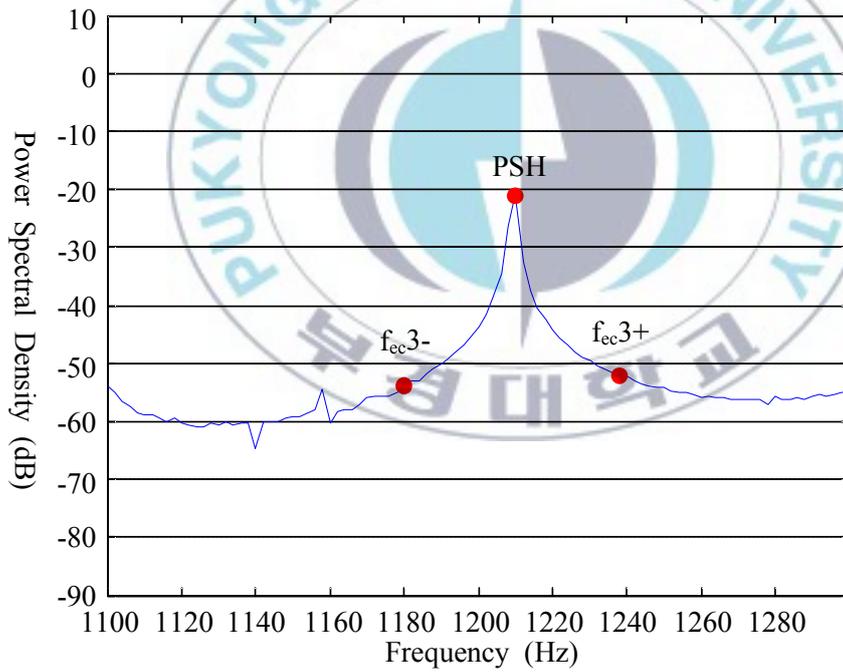


(b) 고주파수 영역

그림 4.4 복합결합(도체 봉 파손 & 정적편심)상태의 고정자 전류 스펙트럼(해석적 방법)

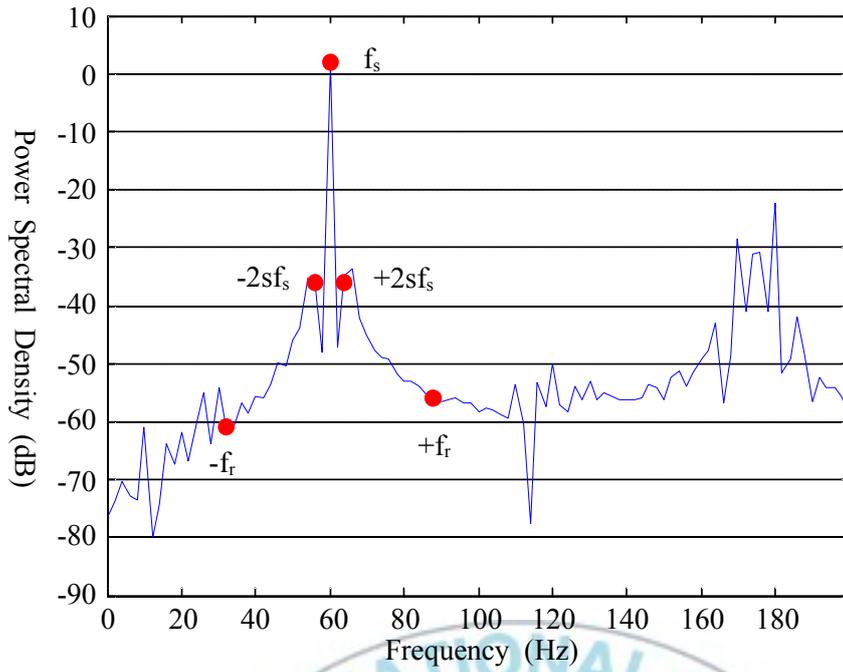


(a) 저주파수 영역

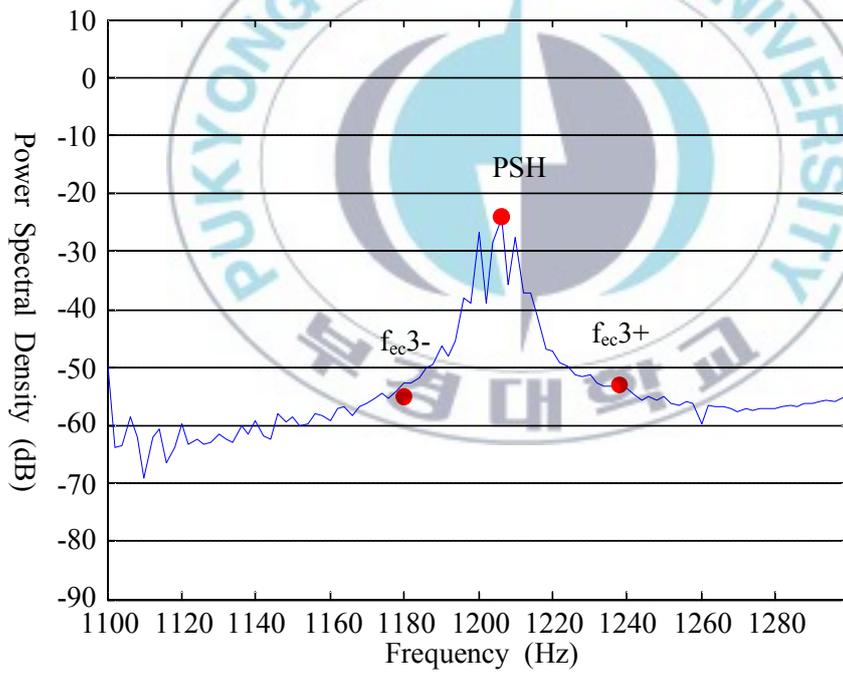


(b) 고주파수 영역

그림 4.5 정상상태 고정자 전류 스펙트럼(유한요소해석 방법)

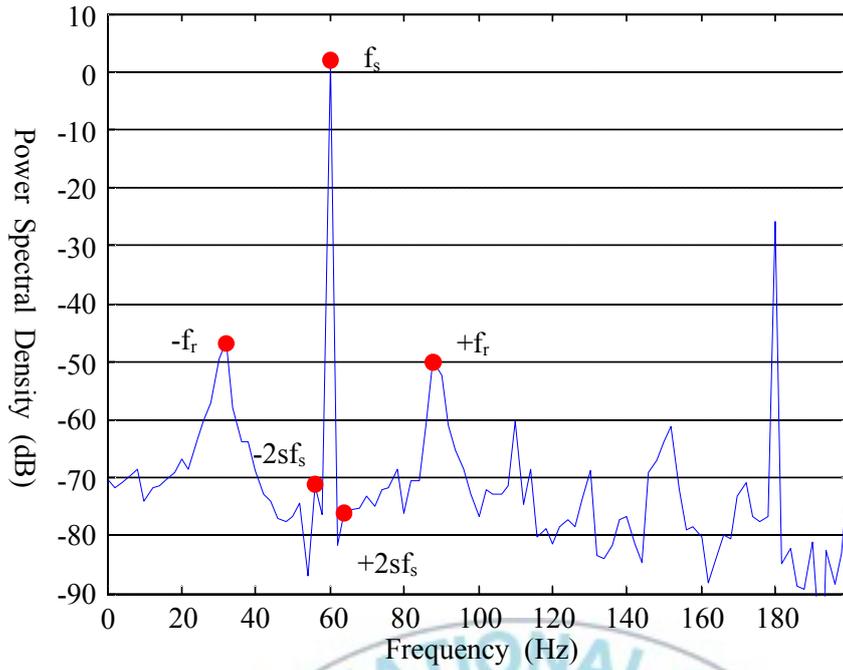


(a) 저주파수 영역

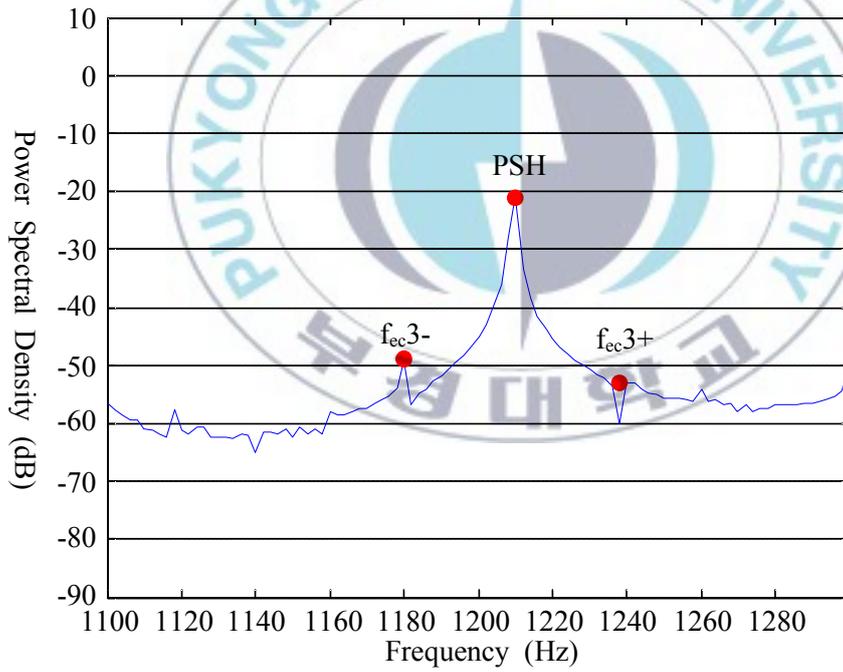


(b) 고주파수 영역

그림 4.6 회전자 도체 봉 파손상태 고정자 전류 스펙트럼(유한요소해석 방법)

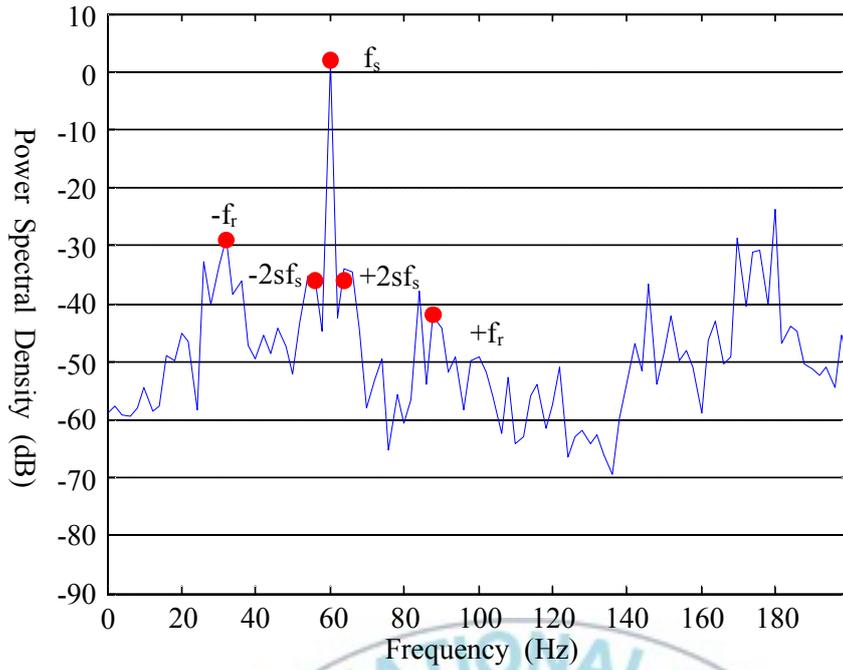


(a) 저주파수 영역

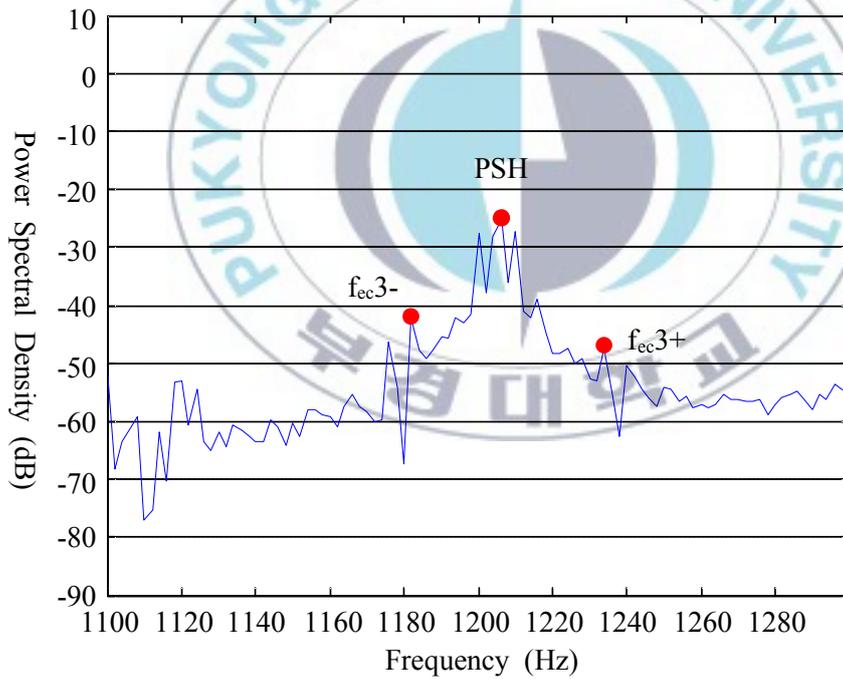


(b) 고주파수 영역

그림 4.7 정적 편심 상태 고정자 전류 스펙트럼(유한요소해석 방법)



(a) 저주파수 영역



(b) 고주파수 영역

그림 4.8 복합 결함 상태 고정자 전류 스펙트럼(유한요소해석 방법)

표 2. 해석적 방법의 결과

고조파 성분	주파수(Hz)	상태 (dB)			
		정상	도체 붕 파손	정적편심	복합결함
$f_s-2sf_s$	56	-48	<b>-25</b>	-40	<b>-14</b>
$f_s+2sf_s$	64	-61	-65	-51	<b>-35</b>
$f_s-fr$	32	-64	-65	-59	<b>-25</b>
$f_s+fr$	88	-79	-79	<b>-61</b>	<b>-21</b>
$f_{ec3-}$	1180	-70	<b>-107</b>	<b>-51</b>	<b>-45</b>
$f_{ec3+}$	1238	-76	<b>-105</b>	-57	<b>-49</b>

표 3. 유한요소해석 방법의 결과

고조파 성분	주파수(Hz)	상태 (dB)			
		정상	도체 붕 파손	정적편심	복합결함
$f_s-2sf_s$	56	-76	<b>-36</b>	-71	<b>-36</b>
$f_s+2sf_s$	64	-80	<b>-36</b>	-76	<b>-36</b>
$f_s-fr$	32	-65	-61	<b>-47</b>	<b>-29</b>
$f_s+fr$	88	-72	-56	<b>-50</b>	<b>-42</b>
$f_{ec3-}$	1180	-54	-55	-49	-46
$f_{ec3+}$	1238	-52	-53	-53	-47

표 2의 해석적 방법의 결과중에서 도체 붕 파손에서는  $f_s-2sf_s$  성분이 -48 [dB]에서 -25 [dB]로 23 [dB] 증가하고  $f_{ec3\pm}$  성분은 오히려 감소한 것을 알 수 있다. 정적편심에서는 모든 성분이 조금 증가하였지만,  $f_s+fr$ 과  $f_{ec3+}$  성분은 18, 19 [dB]로 뚜렷하게 증가하였다. 복합결함에서는 모든 고조파 성분이 25 [dB] 이상 증가하였다. 따라서 복합결함에서는 도체 붕 파손의 전류 특성 패턴과 정적편심의 전류 특성 패턴이 눈에 띄게 나타남을 알 수 있다.

표 3의 유한요소해석 결과에서는 시뮬레이션 결과보다 더 뚜렷한 전류 특성 패턴을 나타내고 있다. 도체 봉 파손에서는  $f_s \pm 2sf_s$  성분이 40 [dB] 이상 증가하였고, 정적편심에서는  $f_s \pm fr$  성분이 18 [dB] 이상 증가한 것을 알 수 있다. 복합결합 역시 모든 성분이 크게 증가하였다. 다만  $f_{ec}3\pm$  성분은 다른 성분과 비교했을 때 크기 변화가 미미하다. 유한 요소 해석 결과에서도 전동기 상태에 따른 전류 특성 패턴이 뚜렷하게 나타나는 것을 알 수 있다.



## 5. 결론

본 논문에서는 유도 전동기의 상태 감시와 고장 진단을 위한 자료로 활용하기 위해 3상 농형 유도 전동기의 결합 모델링에 관하여 서술하였다.

전동기의 상태에 따라서 정상상태, 회전자 도체 봉 파손, 정적 편심 50%, 복합 결함(도체 봉 파손, 정적 편심 50%)을 모델링 하고, 고정자 전류 신호 분석으로 특성 해석을 하였다.

coupled magnetic circuits 방법을 이용한 해석적 방법과 유한요소해석 방법을 이용한 결과가 차이가 났다. 그 이유는 해석적 방법에 포함된 자기 포화 효과와 슬롯 효과를 무시하는 등의 가정 때문이다. 하지만, 전동기의 상태에 따라서 회전자 도체 봉 파손에 의한 전원 주파수 주변의 2배 슬립 주파수 측 대역 성분의 증가와 편심에 의한 기본 슬롯 조화 성분(PSH) 주변의 측 대역 주파수 증가는 두 가지 방법에서 같은 양상을 보이고 있었다.

앞으로 coupled magnetic circuits 방법이 수반하는 가정(자기포화 효과를 무시, 슬롯 효과 등)들을 고려해서 해석적 방법으로 정밀한 특성을 구하기 위한 연구가 필요하고, 실제 실험 결과와 비교해서 coupled magnetic circuits 이론을 기반으로 한 해석적 방법과 유한요소해석 방법을 이용한 유도 전동기 모델링의 정확성과 타당성을 확인해야 할 것이다.

## □ 참고문헌

- [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, 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*, pp. 1336-1347, 2009

[12] Jawad Faiz, Bashir Mahdi Ebrahimi, and Hamid A. Toliyat, "Effect of Magnetic Saturation on Static and Mized Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motor", *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, Vol. 45, No. 8, 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.

## 감사의 글

- 대학원 졸업을 앞두고 드리는 감사의 말씀 -

대학원 학위청구논문심사가 끝나고 졸업을 앞두고 있습니다. 여러분의 지도 덕분에 대학원 석사과정을 잘 보내게 되었음을 깊이 감사드리고 싶습니다.

먼저 2년의 대학원 생활을 무사히 마칠 수 있도록 물심양면으로 지도해주신 우경일 교수님께 감사드립니다. 바쁘신 와중에도 틈틈이 지도해주신 박한석 교수님께 감사드립니다. 논문심사의 주심인 홍순일 교수님께 감사드립니다. 그리고 관심을 두고 지켜봐 주신 전기과 교수님들께 감사드립니다.

어렵다면 어렵고, 쉽다면 쉬운 이 길을 지나오면서 힘이 되어준 분들이 많습니다. 짧은 대학원 생활에 깊이 마음을 써 주신 많은 분께 머리 숙여 감사의 말씀을 올립니다. 틈틈이 찾아오셔서 많은 이야기를 해주신 박형범 선배님, 김재곤 선배님, 그리고 부경에너지회 선배님들, 효성중공업에서 일하면서 모범이 되어준 정동훈 선배님, 곽승렬 선배님, 이호승 선배님, 타대에서 고생하는 02학번 동기 손세민, 이운호, 대학원 생활을 같이한 박상훈 후배, 그리고 전기기기연구실 후배들, 힘들 때 옆에서 위로해준 하창호, 이동민, 김기봉 등 수영동아리 친우들, 대학원 학사에 도움을 준 정승환 조교님, 곽은정 조교님, 그 외에도 많은 분이 힘이 되어 주셨습니다.

끝으로 든든한 후원자이고, 해보고 싶은 걸 할 수 있도록 해주신 우리 부모님. 그동안 속을 썩이는 일이 많았지만 그래도 자식이라고 너그러운 마음으로 이해해 주신 우리 부모님. 아버지, 어머니 사랑합니다.

감사합니다. 살면서 두고두고 그 은혜를 갚도록 하겠습니다.

2009년 12월  
주 대 석 올림