

매입형 영구자석 동기 전동기의 코깅 토크 저감을 위한 보조슬롯 설계

論 文

57-6-8

Notch Design for Cogging Torque Reduction of Interior type Permanent Magnet Synchronous Motor

韓 光 奎* · 安 浩 振** · 姜 圭 洪*** · 張 基 鳳§ · 金 奎 卓†

(Kwang-Kyu Han · Ho-Jin Ahn · Gyu-Hong Kang · Ki-Bong Jang · Gyu-Tak Kim)

Abstract - This paper presents a novel method for cogging torque reduction of interior type permanent magnet motor. For calculation position and width of notch, energy formulation and cogging torque function in air gap are analyzed by analytical method(space harmonics method) and numerical method. The optimal shape of notchs is decided by using finite element method. The validity of the proposed method is confirmed with experiments.

Key Words : IPM, Notch, Cogging torque function, Analytical method and numerical method

1. 서 론

최근, 공작기계를 비롯한 다양한 분야에서 고속, 고회력 전동기의 수요는 기하급수적으로 증가하고 있다. 이들 시스템에 사용되는 전동기는 열악한 작업환경에 견딜 수 있는 내구성뿐만 아니라 저속에서부터 수만 rpm의 고속 영역에 이르기까지 넓은 범위의 운전영역에서 안정적인 출력 또는 토크를 발생시켜야 한다. 즉, 저속에서부터 초고속에 이르기까지 다양한 속도 영역에서 전동기를 구동시켜야 할 만큼 전동기의 구동 환경은 매우 다양화되고 있다.

현재까지 고속용 전동기에는 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM)가 주로 이용 되었으나, 이들 SPMSM은 고속 운전영역에서 영구자석이 비산되거나 기계적 강도 문제 등 많은 단점이 존재한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 매입형 영구자석 전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM)에 대한 연구가 다양하게 진행 되고 있다. IPMSM은 회전자 철심 내에 영구 자석을 삽입하도록 한 구조로서, 고속 회전 시에도 영구자석의 비산과 같은 SPMPM의 문제점은 발생하지 않는다[1,2]. 특히, d축, q축 자기저항 차이에 의해 발생한 토크리플 토크가 전자기적 토크와 결합하여 단위 체적 당 출력이 증가하는 장점도 가지고 있다.

그러나, IPMSM은 SPMPM와 비교 할 때 상대적으로 자기적 공극이 작아 높은 코깅 토크가 발생하는 단점을 가진

다. 따라서, 전동기 운전 시 정밀제어가 어려우며, 이 코깅 토크가 진동과 소음의 원인이 되어 IPMSM의 폭넓은 유용성이 떨어지게 된다[3].

영구자석 전동기의 코깅 토크를 저감시키기 위한 방법으로는 자석의 자화 폭을 조절하는 하거나 영구자석을 중심점에서 어긋나게 배치하는 방법 등을 주로 이용하고 있다[4,5]. 이러한 방법들은 회전자 표면에 영구자석을 배치시키는 SPMPM에는 적용 할 수 있지만 IPMSM과 같이 영구자석이 철심 내에 삽입하는 구조에는 이용할 수 없다[6]. 또한, 영구자석에 스코트를 적용하는 방법은 철심 내에 영구자석을 삽입시켜야 하는 IPMSM에서는 작업공정이 매우 난해하여 생산 비용이 매우 높아지게 되며, 회전자 내의 자속장벽(Barrier) 설계를 이용하여 코깅 토크를 저감 시키는 방법은 회전자 구조가 복잡하게 되어 생산비용이 커지고 기계적 강도가 낮아지는 문제점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 IPMSM에 발생하는 코깅 토크를 저감시키기 위해 영구 자석이 삽입된 회전자의 철심 표면에 보조슬롯(notch)을 설치하는 방법을 제안하였다. 즉, IPMSM의 공극 자기에너지 분포를 fourier 급수로 전개하여 슬롯 - 치 구조에 의한 코깅 토크 특성을 분석하였으며, 슬롯 구조에 의한 에너지 차를 상쇄시키기 위한 보조슬롯 함수를 설정하여 그 위치 및 폭을 계산하였다. 위에서 구한 보조슬롯함수는 자기적 비선형 특성 등을 고려할 수 없으므로 유한요소해석을 통하여 보조슬롯의 세부 설계를 진행하였다. 최적화 모델을 제작, 실험함으로써 본 연구에서 제안한 IPMPM의 코깅 토크 저감을 위한 보조슬롯 설계의 타당성을 입증하였다.

2. 보조 슬롯(notch) 설계

2.1 코깅 토크 함수

코깅 토크는 영구자석 전동기에서 공극의 자기 저항 차에 의해서 발생하는 토크로서, 무전원 상태에서도 전동기의 자기 에너지가 최소로 되는 위치로 회전자가 이동하려는 힘이

* 學生會員 : 昌原大學校 工大 電氣工學科 碩士課程
** 正 會 員 : 昌原大學校 工大 電氣工學科 博士課程
*** 正 會 員 : (株)Jem-tech 研究所長
§ 正 會 員 : 昌原大學校 工大 電氣工學科 教授 · 工博
† 교신저자, 正會員 : 昌原大學校 工大 電氣工學科 教授 · 工博
E-mail : gtkim@changwon.ac.kr
接受日字 : 2007年 12月 27日
最終完了 : 2008年 5月 17日

다. IPMSM의 경우 회전자의 위치에 따라 공극 자기에너지 변화가 매우 크므로 SPMSM에 비해 코깁 토크가 크게 발생 하게 된다. 따라서, 코깁 토크로 인하여 IPMSM 기동 시 큰 회전 토크를 필요로 하게 되고 이는 기동 전류의 증가는 물론 정속도 운전 시 토크 리플이 크게 되어 기기의 제반 성능을 저하시킨다.

코깁 토크를 저감 시키기 위해 본 논문에서는 공극 에너지 분포로부터 코깁 토크를 계산하였다. 즉, 코깁 토크는 공극의 자기에너지의 변화분으로 수식 (1)과 같이 계산 할 수 있다.

$$T_c(\theta) = - \frac{\partial E_g(\theta)}{\partial \theta} \quad (1)$$

그림 1은 본 연구에서 적용한 2극에 돌극형 3상 권선을 시행한 IPMSM의 구조이다. 슬롯부분의 자기저항을 무한대 라고 가정하면 공극에 저장된 자기에너지의 공간적 분포는 그림 2와 같이 된다. 이때, 회전자의 자속장벽으로의 누설자 속은 무시하였다.

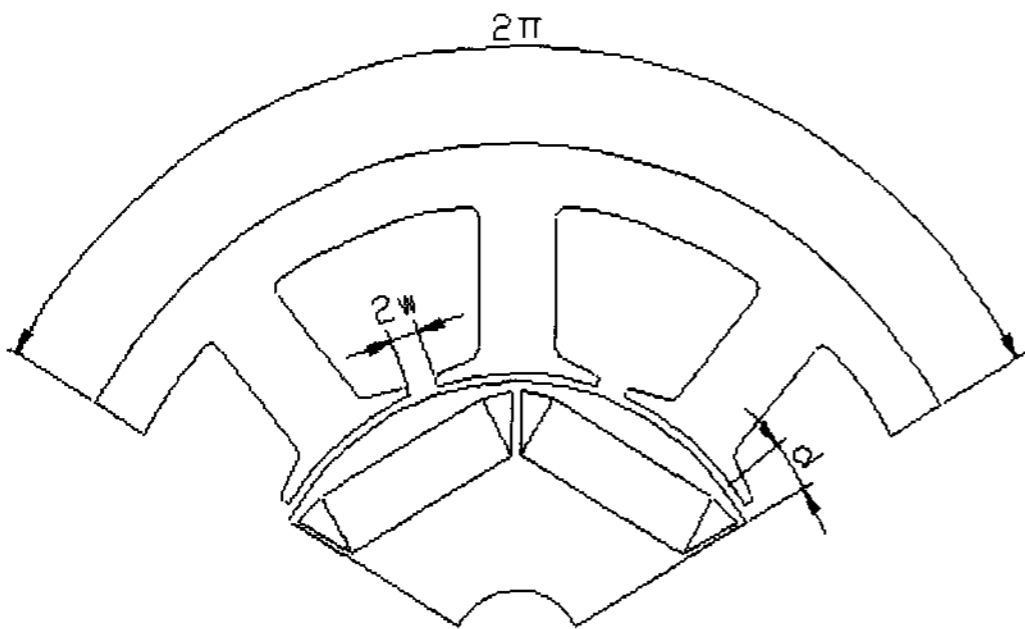


그림 1 IPMSM의 회전자 구조
Fig. 1 Rotor structure of IPMSM

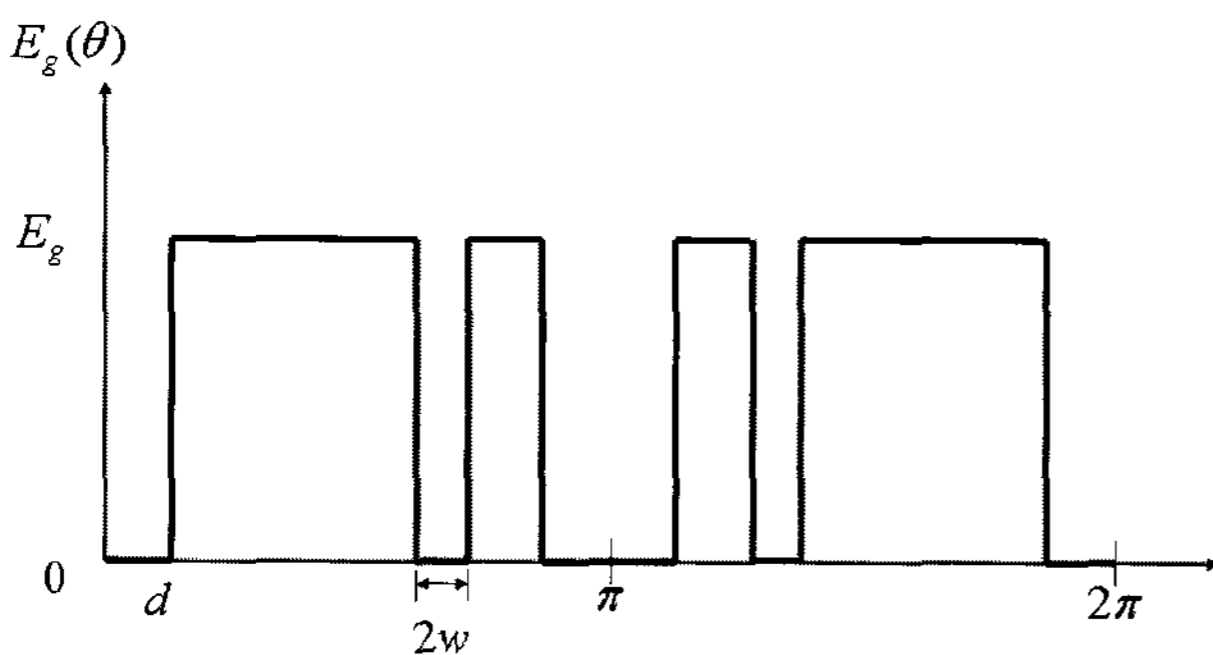


그림 2 IPMSM 공극 에너지 분포도
Fig. 2 Air gap energy distribution of IPMSM by PM

IPMSM의 공극에 저장된 자기 에너지는 $E_g(\theta)$ 는 수식 (2)과 같이 표현할 수 있다.

$$E_g(\theta) = \int_0^{2\pi} F(\phi) \cdot S(\phi - \theta) d\phi \quad (2)$$

단, $F(\phi)$ 는 공극에 슬롯이 없는 경우 영구자석의 자화에 의한 에너지밀도함수이며, $S(\phi)$ 는 고정자 슬롯 함수로서 다음과 같이 표현된다.

$$F(\phi) = \frac{B_i^2(\phi)}{2\mu_0} = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k \sin(kP\phi + \frac{\pi}{2}) \quad (3)$$

$$S(\phi) = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \sin(kS\phi + y_{ks}) \quad (4)$$

여기서,

$$X_0 = \frac{B_0^2}{(2\pi\mu_0)} \cdot (\pi - 2d)$$

$$X_k = \frac{B_0^2}{(k\pi\mu_0)} \cdot (-\sin 2kd)$$

$$Y_0 = \frac{3S_m}{2\pi} \cdot (\frac{1}{3}\pi - 2w)$$

$$Y_k = \frac{2S_m}{k\pi} \cdot (-\sin kw)$$

여기서, P : 극수, S : 고정자의 슬롯 수, S_m : 공극의 부피/ 단위 각, w : 슬롯의 폭/2, d : 영구자석의 dead zone 길이/2 이다.

식 (2)를 식(1)에 대입하면 코깁 토크는 다음 식으로 주어 진다.

$$T_c(\theta) = \pi \sum_{n=1}^{\infty} (nGX_{nG}Y_{nG}) \sin(nG\theta + x_{nG} - y_{nG}) \quad (5)$$

단, G는 영구자석 수와 슬롯 수의 최소 공배수이다.

2.2 보조슬롯 설계

치와 영구자석의 상호 작용에 의해 발생하는 코깁 토크는 전동기의 운전 시에 고조파 성분 토크로, 영구 자석 수와 슬롯 수의 최소 공배수를 극수로 나눈 값의 배수가 되는 고조 파 성분으로 나타나게 된다. 전동기에서 코깁 토크 고조파는 다음 식 (6)과 같다.

$$f_{pn} = \frac{nG}{P} = \frac{nLCM(S,P)}{P}, \quad n=1,2,3,\dots \quad (6)$$

여기서, G는 최소공배수이다. IPMSM의 제반 특성을 향상시키기 위해서는 식 (5)로 표현된 코깁 토크를 제거 시켜야 하므로 본 연구에서는 보조슬롯 즉 notch를 설치하여 이를 저감시키고자 하였다. 회전자 표면이나 고정자 치에 보조 슬롯을 설치하여 코깁 토크와 반대되는 토크를 발생시킴으로써 코깁 토크를 제거 하고자 한다[4]. 즉, 보조 슬롯에 의

해 공극 자속 밀도 분포 형상을 변화시킴으로써 코깅 토크와 반대로 작용하는 토크를 발생 시켜 코깅 토크를 상쇄시키고자 한다. 보조슬롯에 의한 코깅토크저감법은 기존에 발표된 코깅 토크 저감 기술들과는 달리 IPMSM에 효과적으로 적용 할 수 있고, 철심의 형상이 복잡하지 않아 제작 공정의 비용이 높아지지 않는 이점이 있다.

그림 3은 회전자 표면(또는 고정자 표면) α 에 폭 2γ 의 보조슬롯을 설치한 경우, 보조슬롯과 영구자석의 자화에 의한 공극에너지 분포도로서 이를 수식으로 표현하면 식 (7)과 같다. 이때 보조슬롯의 깊이는 무한대라고 가정하였다.

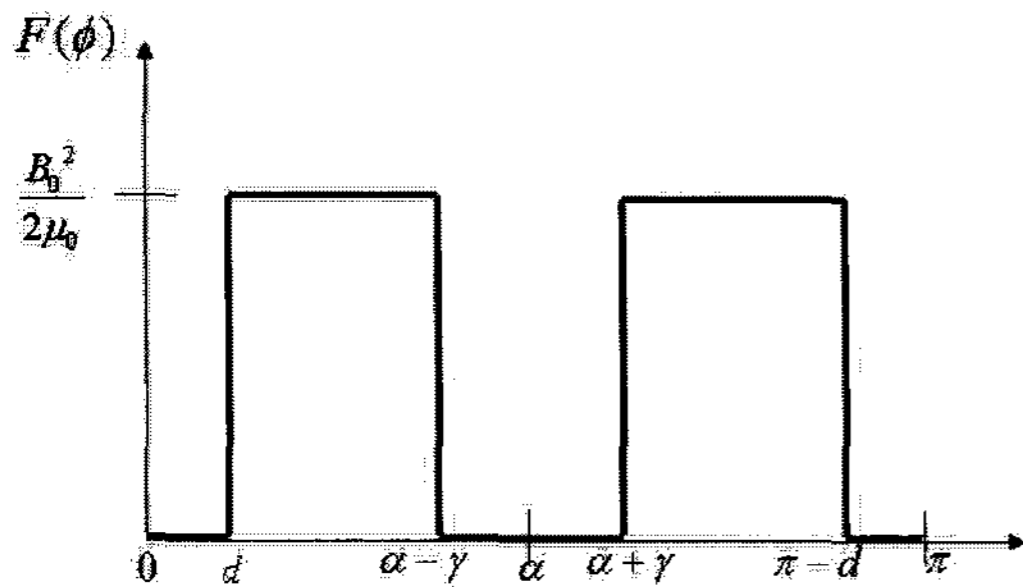


그림 3 회전자에 보조슬롯 설계후 에너지 분포
Fig. 3 Energy distribution by design notch on rotor

$$F_m(\theta) = X'_0 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k \sin(kP\phi + \frac{\pi}{2}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\gamma)}{\sin(kd)} \cdot X_k \sin(kP(\phi - \alpha) + \frac{\pi}{2}) \quad (7)$$

즉, 보조슬롯에 의한 에너지 분포 식 (7)의 미분치가 코깅 토크를 상쇄시키기 위한 토크로 작용한다. 즉, 식 (7)의 미분치로 주어진 보조슬롯에 의해 발생하는 토크와 식 (5)로 주어진 슬롯에 의한 코깅 토크의 합이 0이 되면 슬롯에 의한 코깅 토크는 발생하지 않는다. 본 연구에서 적용한 6극 9슬롯 모델의 경우 $3n$ 의 배수 고조파 성분 코깅 토크가 발생하게 되므로 코깅 토크를 제거 하기 위한 보조슬롯의 위치와 폭은 수식 (8)을 만족하면 된다.

$$\sin(3n\phi - x_{3np}) + \frac{\sin(3n\gamma)}{\sin(3nd)} \sin(3n(\phi - \alpha) - x_{3np}) = 0 \quad (8)$$

여기서 n 은 고조파차수이다.

수식 (8)을 만족하는 보조슬롯의 위치 α 와 보조슬롯의 폭 γ 는 다음과 같다.

$$\alpha = \frac{2m\pi}{6n}, \quad m=1,2,\dots$$

$$\gamma = \frac{\left\{ (2m+1)\pi + \frac{\pi}{2} \pm \left(\frac{\pi}{2} - 6nq \right) \right\}}{6n}, \quad m=0,1,2,\dots$$

또는,

$$\alpha = \frac{(2m-1)\pi}{6n}, \quad m=1,2,\dots$$

$$\gamma = \frac{\left\{ \frac{2m\pi + \pi}{2} + \frac{\pi}{2} \pm \left(\frac{\pi}{2} - 6nq \right) \right\}}{6n}, \quad m=0,1,2,\dots$$

위의 수식에서 알 수 있는바와 같이 특정 고조파 성분의 코깅 토크를 저감 시키기 위한 보조슬롯의 위치와 폭은 m 값에 따라 다른 값을 갖게 됨을 알 수 있다. m 값 중 실제 회전자 표면에 설치 가능한 값을 계산하여 표 1에 나타내었다.

3, 6, 9고조파 성분 코깅 토크를 제거시키기 위해 보조슬롯을 설치할 경우, 5개의 보조슬롯이 설치되게 되므로 회전자 표면, 또는 고정자 표면의 굴곡이 너무 심하게 되어 공극의 평균 길이를 증가하여 에너지가 낮아져 이에따라 IPMSM의 토크가 저하되게 된다. 따라서 코깅 토크의 9고조파 성분의 경우 토크 리플의 영향이 크지 않기 때문에 3고조파와 6고조파 성분의 코깅 토크를 제거시키기 위한 보조슬롯을 설계 한다.

표 1 회전자 보조 슬롯의 위치와 폭

Table 1 Position and width of Notch on rotor

고조파	보조슬롯위치		보조슬롯 폭
3(n=1)	$\alpha_1 = \frac{h\pi}{2}$	m=2 h=1,3,5..	$\gamma_1 = 4.1^\circ$
6(n=2)	$\alpha_2 = \frac{h\pi}{4}$	m=2, 5 h=1,3,5..	$\gamma_2 = 1.8^\circ$
9(n=3)	$\alpha_3 = \frac{h\pi}{6}$	m=2, 8 h=1,7,13.. or h=5,11,17..	$\gamma_3 = 1.2^\circ$

한편, 고정자에 표면에 보조슬롯을 설치하는 경우의 에너지 분포도를 그림 4에 나타내었다. 이때 보조 슬롯을 설치 가능한 값은 표 2에 나타내었다.

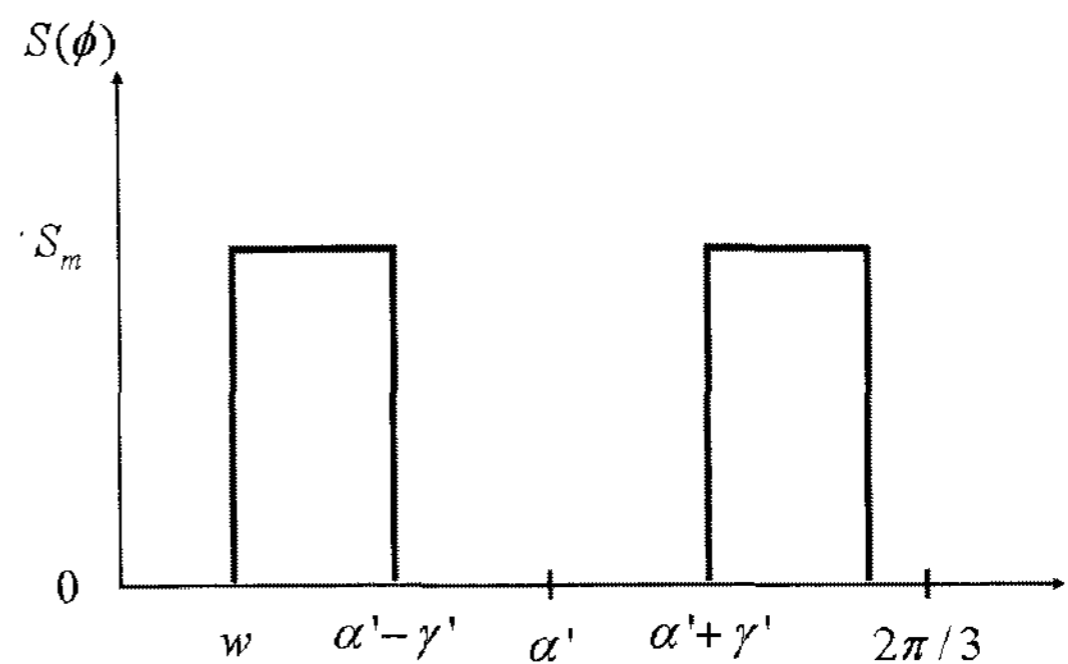


그림 4 고정자에 보조 슬롯 설치 시의 에너지 분포
Fig. 4 Energy distribution by design notch on stator

표 2 고정자 표면의 보조슬롯 위치와 폭

Table 2 Position and width of Notch on stator

고조파	보조슬롯위치		보조슬롯 폭
3(n=1)	$\alpha_1 = \frac{h\pi}{3}$	m=2 h=1,2,3..	$\gamma_1 = 4.1^\circ$
6(n=2)	$\alpha_2 = \frac{h\pi}{6}$	m=2,5 h=1,3,5..	$\gamma_2 = 1.8^\circ$
9(n=3)	$\alpha_3 = \frac{h\pi}{9}$	m=2,8 h=1,7,12.. or h=5,11,17..	$\gamma_3 = 1.2^\circ$

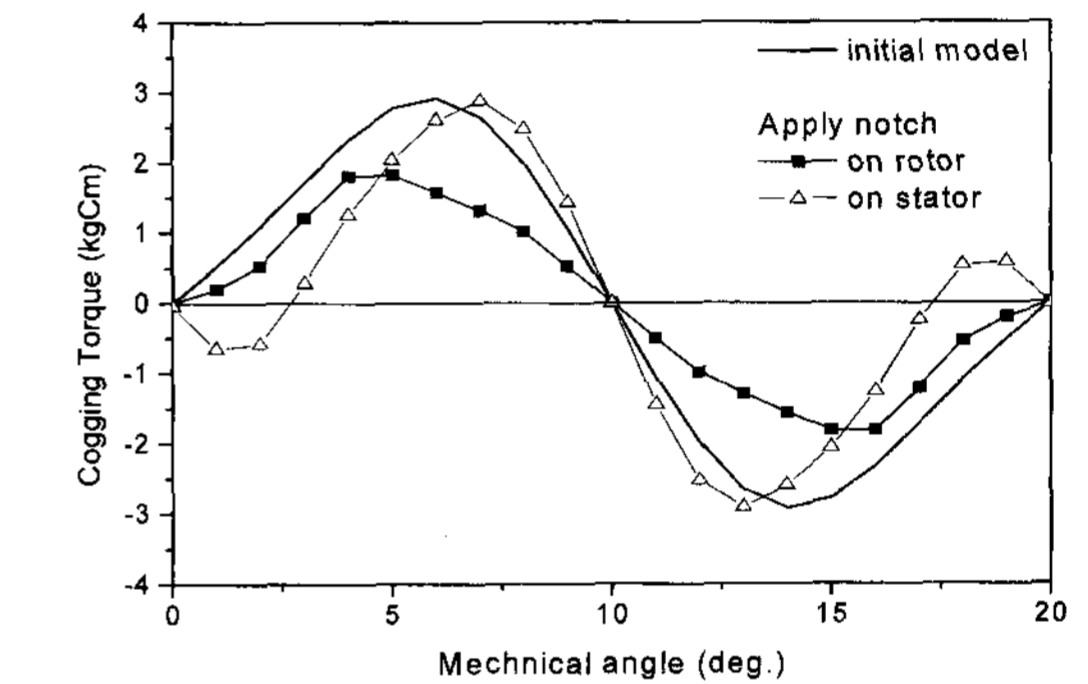
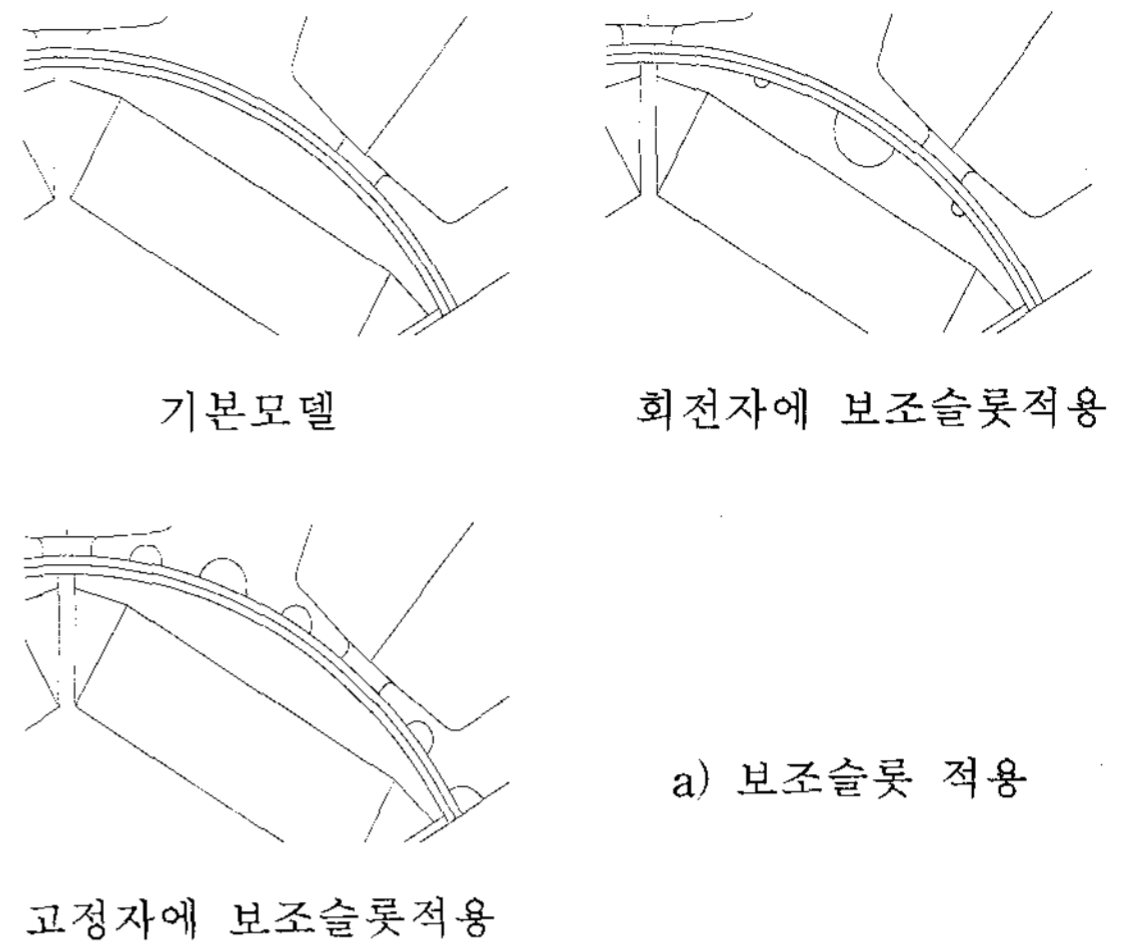
2.3 보조슬롯 최적화

IPMSM은 공극부의 회전자와 고정자가 모두 철심으로 구성되어 있으므로 회전자와 고정자에 보조슬롯 설치가 가능하다. 고정자와 회전자에 동시에 보조슬롯을 설치할 경우 공극이 증가하기 때문에 고정자 또는 회전자에만 보조슬롯을 설치하고 어느 부분에 설치하는 것이 그 효과가 크게 작용하는지를 알아보기 위해 보조슬롯 설치 후의 코깅토크 특성을 비교하였다. 그림 5는 기본 모델과 보조 슬롯 설치 모델의 코깅 토크를 비교하여 나타낸 것이다. 철심부의 포화 현상까지 고려하기 위하여 유한요소해석 방법으로 코깅 토크 특성을 해석하였다. 고정자에 보조슬롯을 설치한 경우 코깅 토크가 크게 감소하지 않았다. 이는 보조슬롯의 위치 및 폭 계산을 위한 수식 전개 과정에서 슬롯 및 영구자석의 dead zone부분의 자기저항을 무한대로 가정하였으나 슬롯의 개구폭은 영구자석의 dead zone 폭보다 매우 작아 슬롯 개구폭에서의 누설자속이 상대적으로 크게 발생하였기 때문이다.

한편, 회전자 표면에 보조슬롯을 설치하면 코깅 토크는 크게 감소하였다. 즉, 회전자표면에 보조슬롯을 설치한 경우, 기본 모델 코깅 토크의 최대-최소값 5.84[kg·cm]에 비해 보조 슬롯을 설치하면 그 값이 3.63[kg·cm]로 37.8% 감소되었다. 즉, 유한요소해석 결과, 기본 모델에 보조 슬롯을 설치하게 되면 코깅 토크는 크게 저감시킬 수 있다. 코깅 토크 저감은 IPMSM의 운전의 신뢰도를 높일 수 있음은 물론 제어기가 용이해져 IPMSM의 가용성을 크게 증가시킬 수 있다.

그림 6는 IPMSM의 3D 유한 요소 해석시의 에너지 밀도 분포도이다. 보조 슬롯의 위치 및 폭 계산 시 철심의 포화 현상은 고려하지 않았고 슬롯형상은 개슬롯으로 가정하였다. 따라서, 슬롯 형상(개구폭) 및 철심의 포화현상을 고려하여 보조슬롯을 설계하기 위하여 보조슬롯의 위치는 고정시키고 보조 슬롯의 폭과 깊이를 변화시켜 코깅 토크가 최소화 되는 보조 슬롯의 형상 설계를 진행하였으며, 해석 방법으로는 유한요소법을 이용하였다. 보조 슬롯을 회전자에 설치하는 것이 코깅토크의 감소가 크게 나타나 회전자에 보조 슬롯을 설치하는 것만 다루기로 한다.

보조슬롯형상에 따른 코깅 토크 변화 특성을 고찰하기 위하여 먼저 6고조파 성분을 저감시키기 위한 보조슬롯의 치수는 고정시키고 3고조파 성분을 저감시키기 위한 보조 슬롯의 폭을 변화시켜 코깅 토크 특성을 고찰하였다. 3고조파 성분의 코깅 토크를 저감하기 위한 보조 슬롯의 폭은 그 폭이 수식 유도 결과인 4.1°보다 클 수록 점점 감소하여 8.5°에



b) 코깅 토크

그림 5 코깅 토크
Fig. 5 Cogging torque

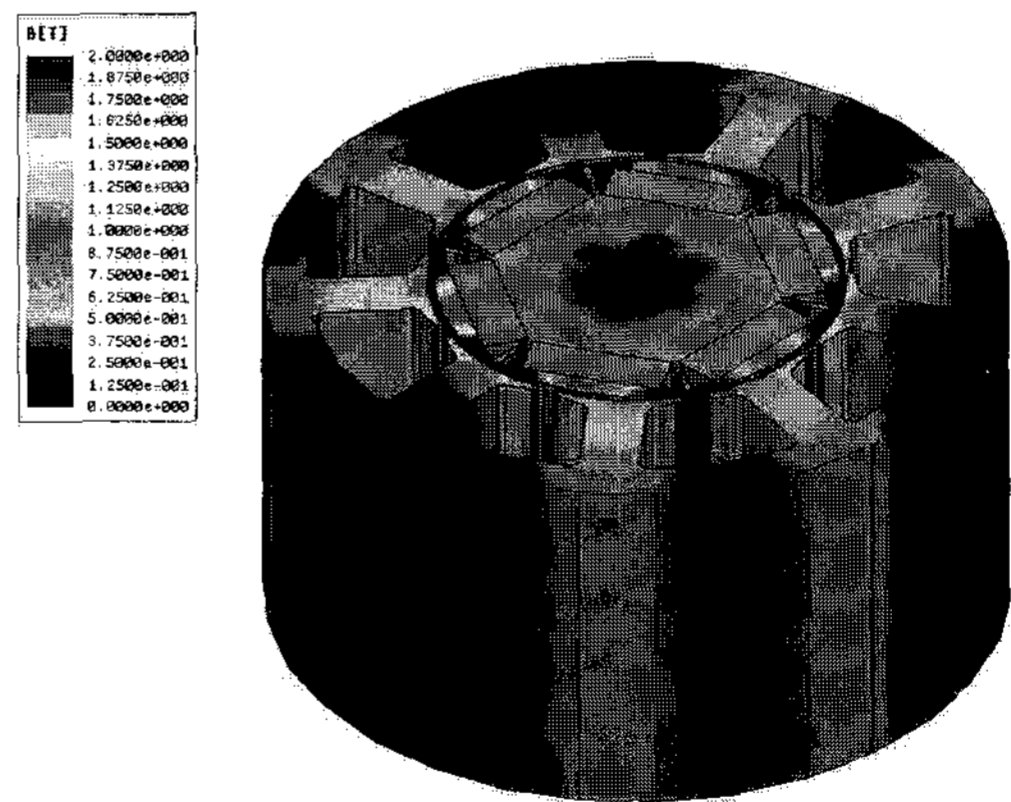


그림 6 에너지 분포
Fig. 6 Energy distribution I

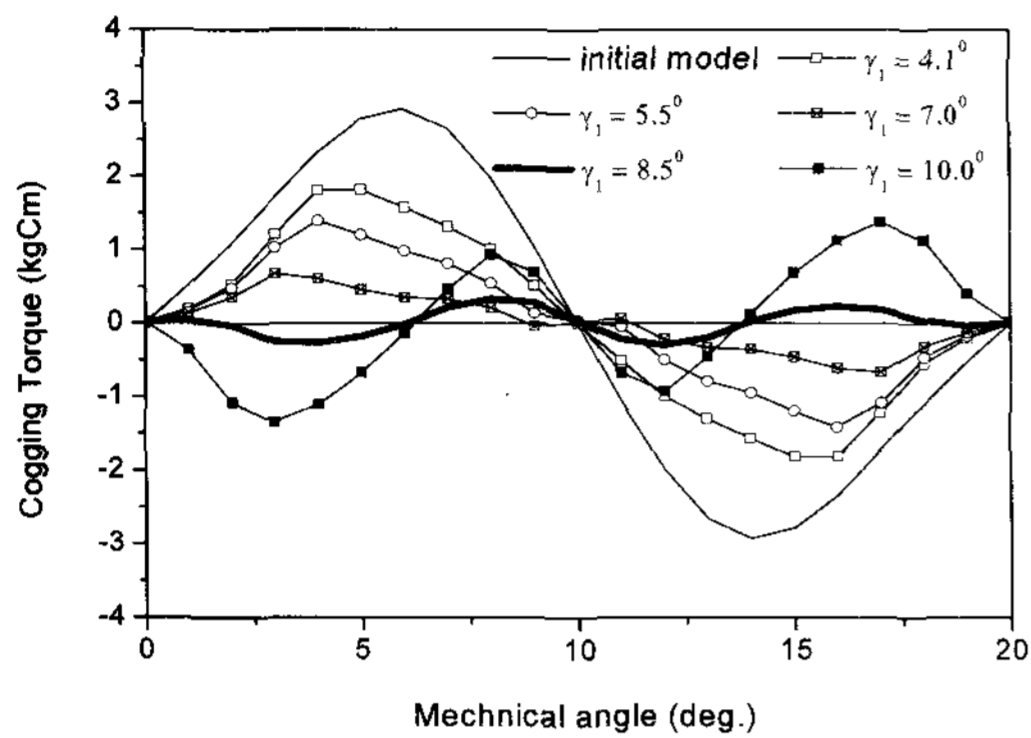
서 최소화 되었으며 그 이상의 폭에서는 다시 증가하는 결과를 얻었다. 다음, 최적화된 3고조파 저감을 위한 보조 슬롯 폭은 고정시키고 6고조파 저감을 위해 설치한 보조 슬롯의 폭을 변화시켜 6고조파에 의한 코깅 토크가 최소로 되는 보조 슬롯의 폭을 결정하였다. 6고조파 성분의 코깅 토크를

저감하기 위한 수식 유도에서는 그 폭이 1.8°로 계산되었으나 유한 요소 해석 결과에서는 그 폭이 2.0°에서 코깅 토크가 최소화 되었다. 보조 슬롯의 깊이 또한 회전자를 통하는 자로에 영향을 미치기 때문에 최적화 과정에 있어서 보조 슬롯의 깊이를 변화시켜 코깅 토크가 최소화 되는 보조 슬롯의 치수를 선정하였다. 보조 슬롯의 깊이는 2mm에서 코깅 토크가 최소화 되었다.

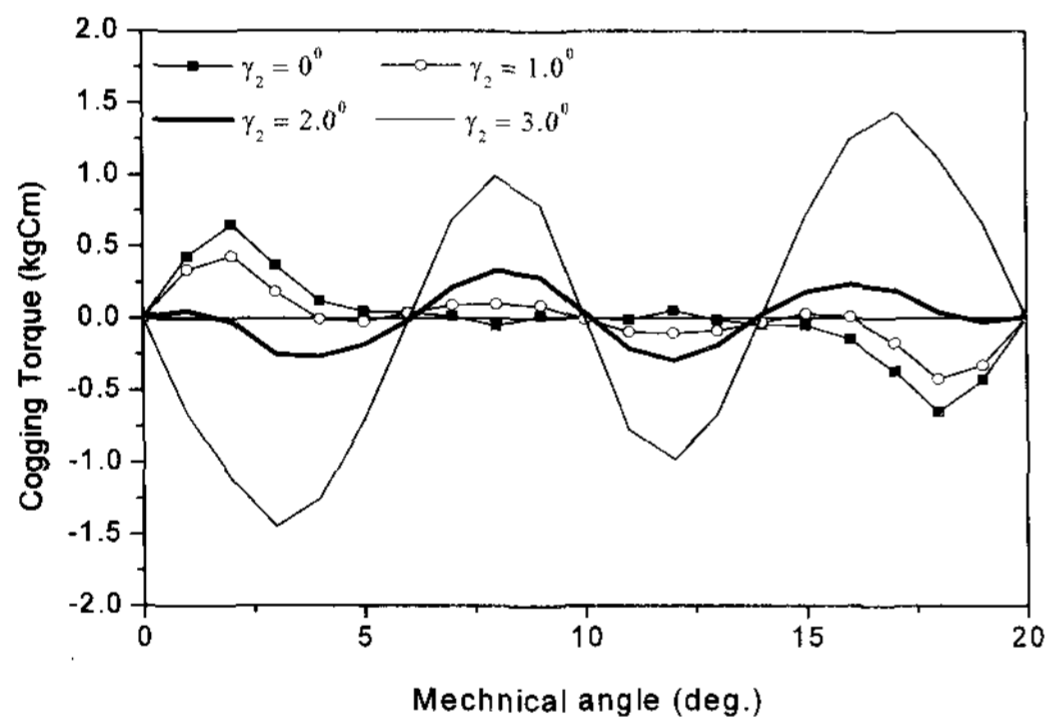
그림 7에 보조 슬롯의 치수에 따른 코깅 토크의 변화 특성을 비교하여 나타내었다. 보조 슬롯 형상 변화에 따른 유한 요소 해석 결과로부터 IPMSM의 회전자에 적용하기 위한 보조 슬롯의 최적값을 결정하였다. 최적화된 보조 슬롯의 코깅 토크를 기본 모델의 코깅 토크와 비교하면 그 크기는 87%가 저감되는 효과를 얻었다.

3. 실험치, 이론치 비교, 검토

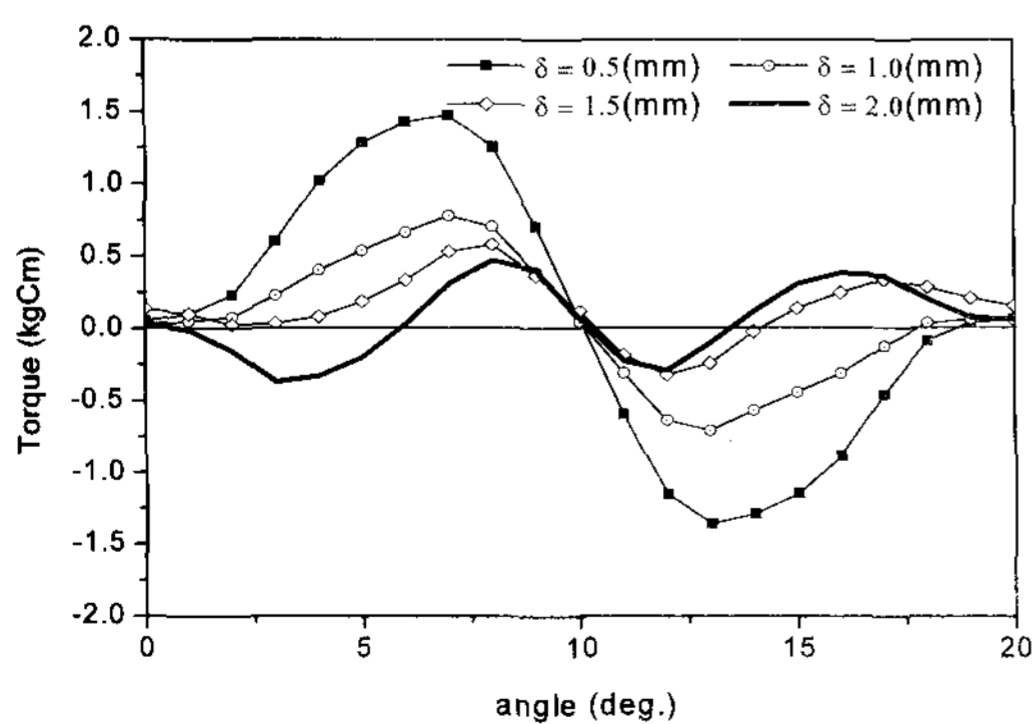
본 연구의 타당성을 검토하기 위하여 보조 슬롯을 설치한 모델과 기본 모델의 시작기를 제작하였다. 그림 8은 제작한 회전자 및 고정자이다.



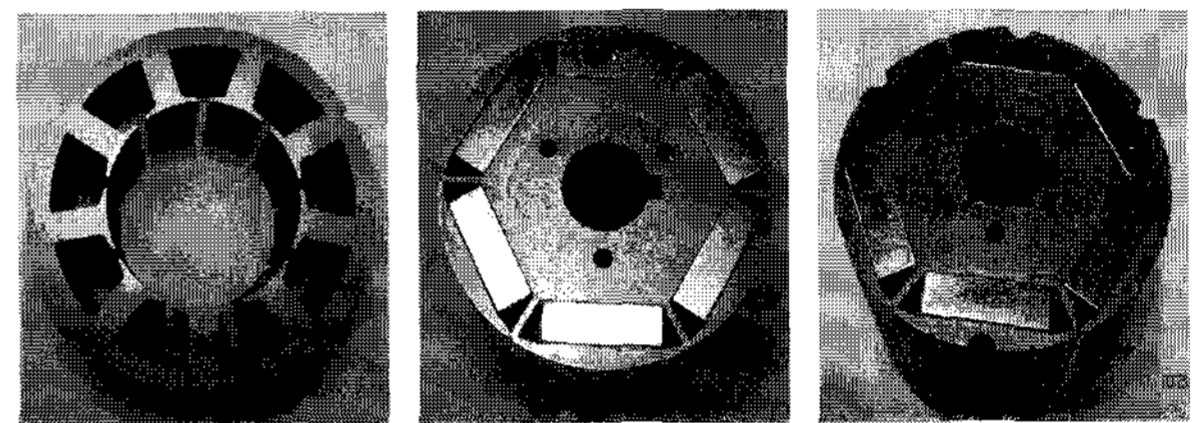
a) γ_1 의 변화에 따른 코깅토크



b) γ_2 의 변화에 따른 코깅토크



c) 보조 슬롯 깊이 변화에 따른 코깅토크



a) 고정자 b) 기본 모델 c) 보조슬롯 모델

그림 8 IPMSM

Fig. 8 IPMSM

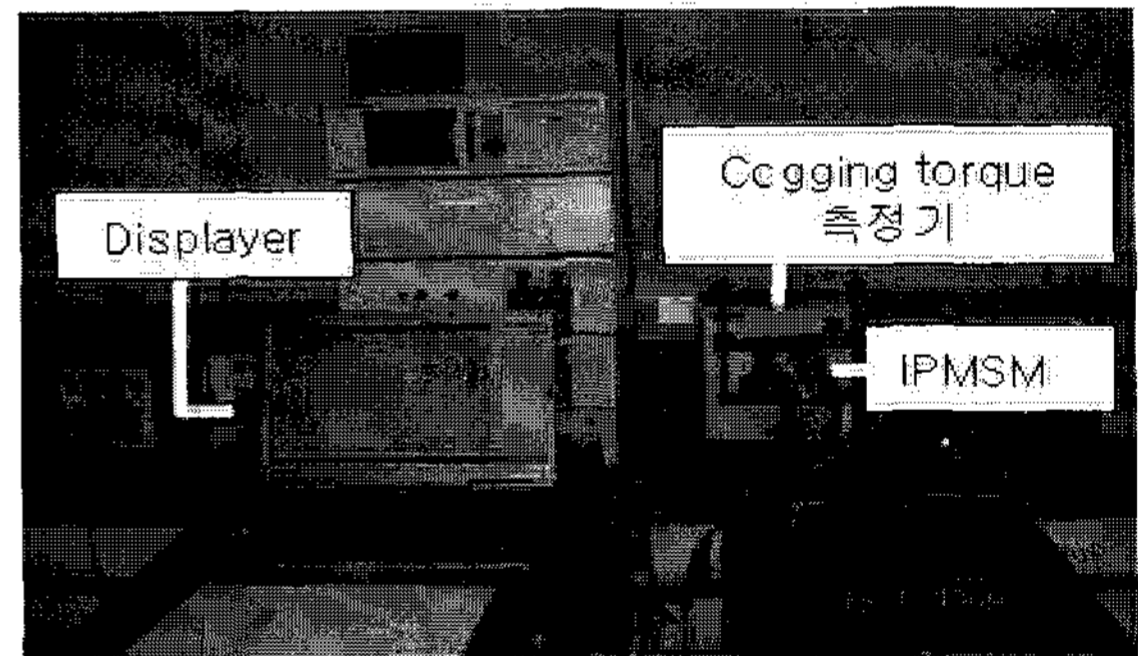
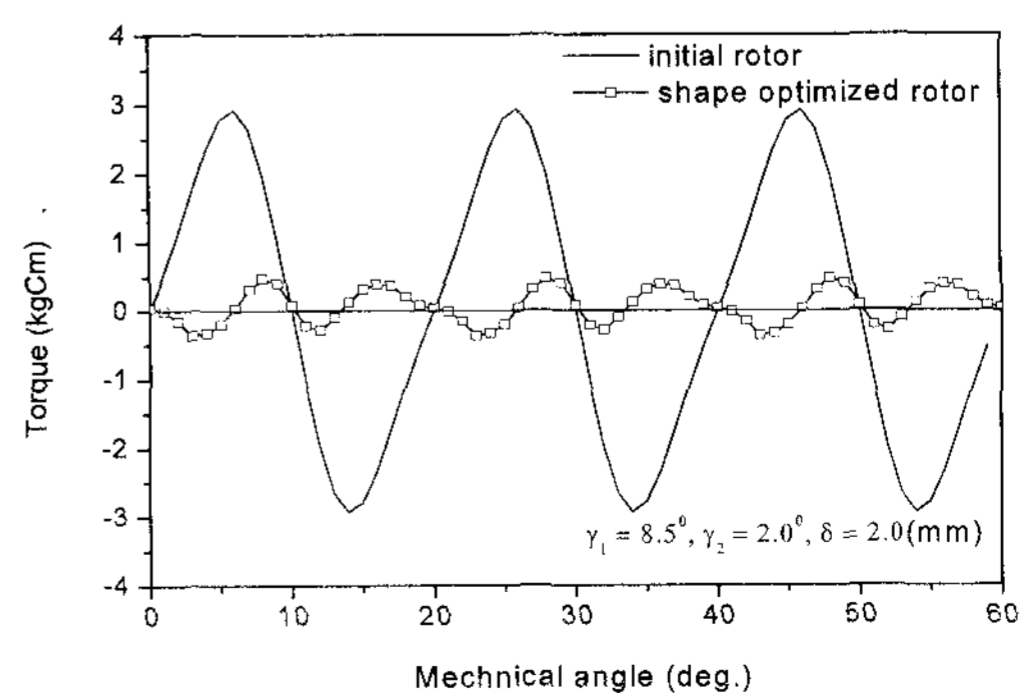


그림 9 코깅토크 시험 장비

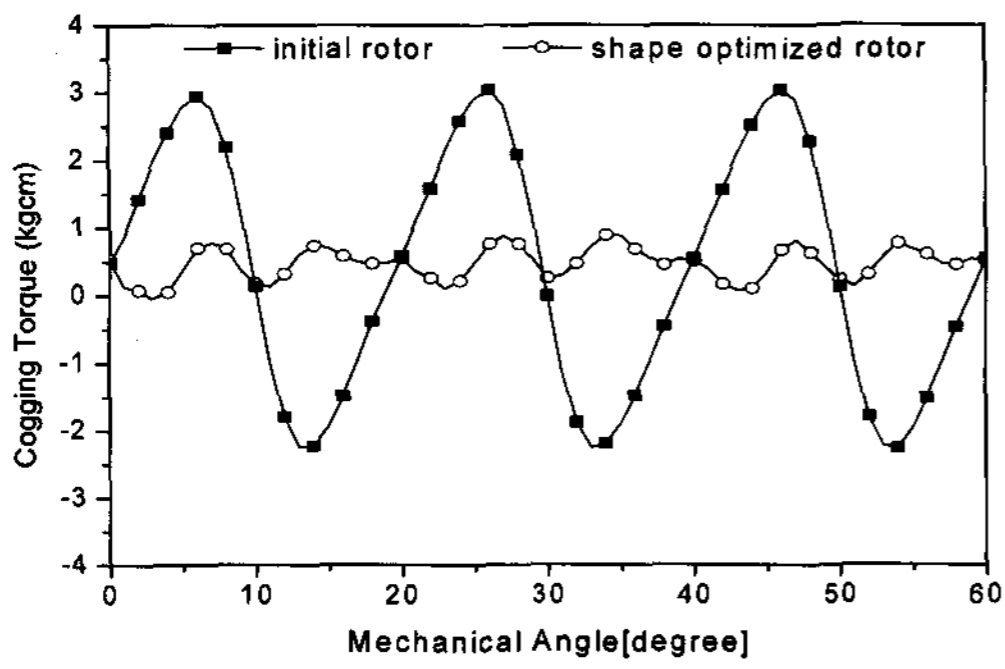
Fig. 9 Test equipment of cogging torque



a) FEM 해석치

그림 7 코깅토크

Fig. 7 Cogging torque

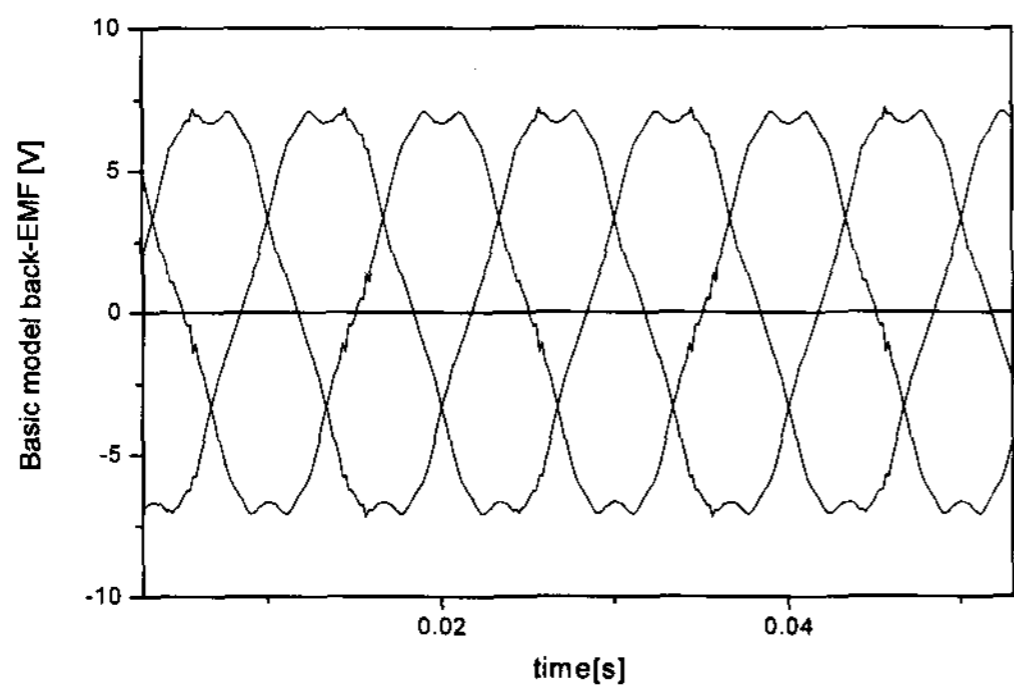


b) 실험치

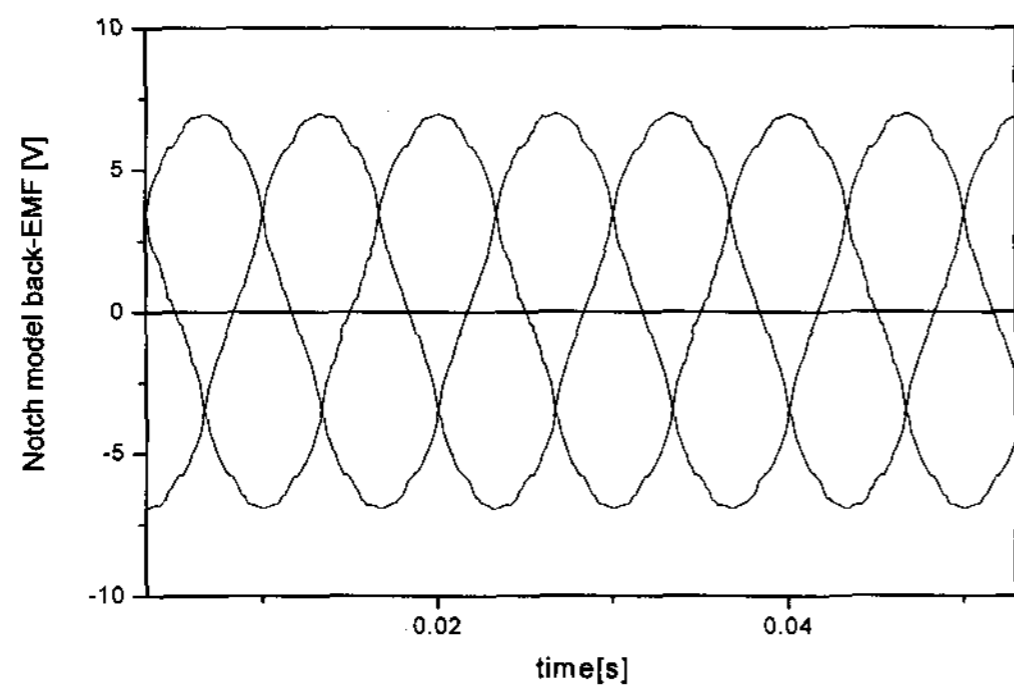
그림 10 코깅토크
Fig. 10 Cogging torque

그림 9는 IPMSM의 코깅 토크를 측정 하기 위한 장비이다.

그림 10은 기본모델과 최적화 모델의 이론치 및 실험치이다. 유한요소법을 이용한 해석결과에서 최적화 모델이 기본 모델에 비하여 코깅 토크가 87% 저감되었지만 두 모델의 실험 결과에서는 코깅 토크가 84.5% 저감되는 차이를 나타내었다. 이러한 결과는 FEM해석시 고려할 수 없는 베어링의 기계적 마찰손과 열에 의한 손실, 재료의 불균일성 때문이라 생각된다.



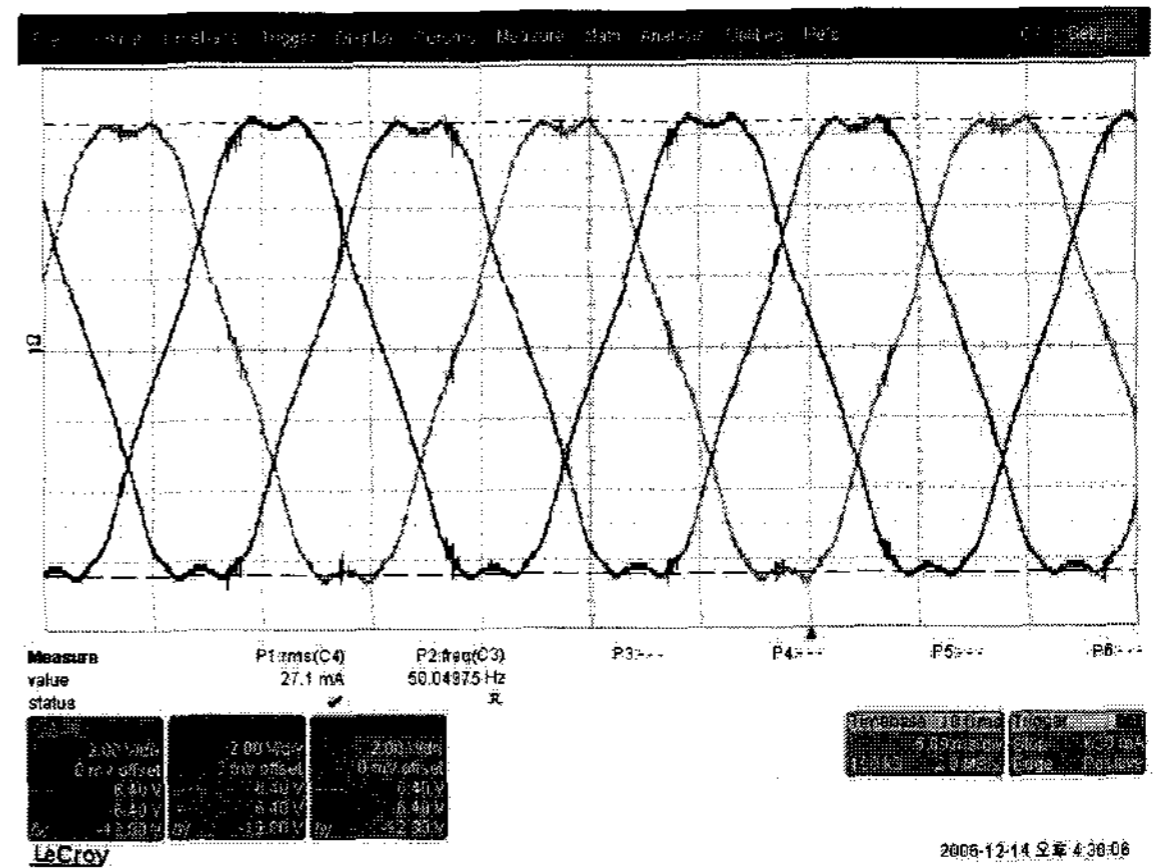
a) 기본모델



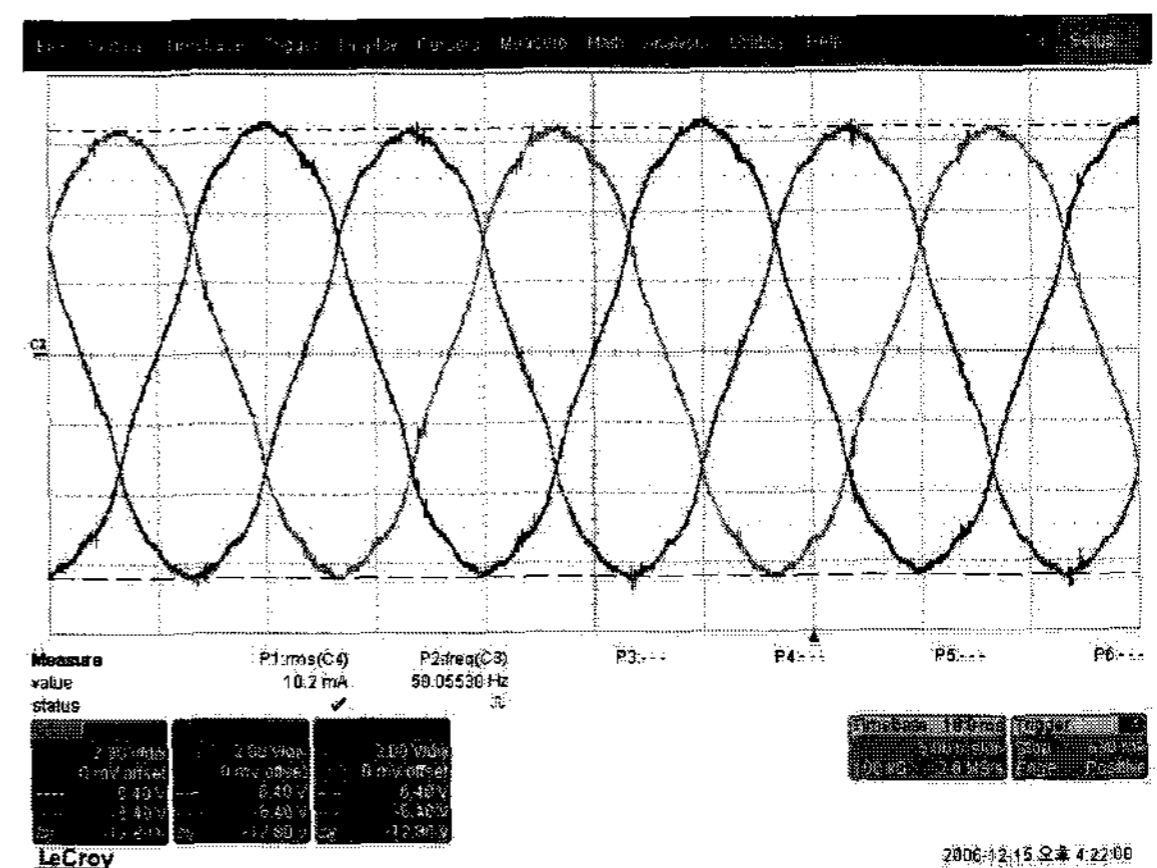
b) 최적화 모델

그림 11 역기전력 이론치(1000rpm)
Fig. 11 Calculated Back-EMF(1000rpm)

그림 11과 그림 12는 기본모델 및 최적화 모델의 역기전력 파형이다. 코깅 토크 저감에 따른 운전특성인 토크 리플 저감을 측정하려면 일반적으로 다이나모미터를 이용하여 운전시의 발생토크를 실측한다. 이때, 다이나모미터에서 측정하는 토크는 주로 로드셀 등과 같은 기계장치를 이용하므로 샘플링타임이 매우 느린 단점이 있다. 즉, 다이나모미터에서 측정하는 가장 짧은 샘플링시간도 정격 회전 시에는 몇바퀴를 회전하는 시간일 만큼 매우 긴 시간이 되므로 코깅토크에 의한 토크 리플의 실시간 측정은 매우 어렵다. 따라서, 전기적인 출력인 역기전력 파형을 측정하여 발생 토크를 예측하는 것이 일반적이다. 따라서, 본 연구에서도 역기전력 파형을 실측하여 기본모델과 노치를 적용한 최적모델의 토크를 간접 비교하였다. 그림 11에서 나타난 것과 같이 최적화모델의 평균 공극 길이가 보조슬롯에 의하여 증가하였으나 쇄교자속의 고조파 성분이 제거되어 기본모델과의 역기전력 크기 비교에서 변화가 거의 없었다. 최적화 모델의 역기전력은 기본모델의 역기전력 보다 고조파성분이 크게 저감되었으므로 기계적 출력인 발생 토크도 리플이 크게 저감될 것으로 예상된다. 시험 시의 IPMSM의 회전수는 1,000rpm이다. 이론치와 실험치가 일치하는 양호한 결과를 얻었다.



a) 기본모델



b) 최적화 모델

그림 12 역기전력 실험치(1000rpm)
Fig. 12 Measured Back-EMF(1000rpm)

3. 결 론

본 논문에서는 보조 슬롯을 이용하여 IPMSM의 코깅 토크를 저감시켰다. 고효율에 적합한 IPMSM의 가용성을 더 하는데 가장 큰 단점이었던 코깅 토크에 의한 출력 토크 리플 문제를 해결하기 위해 이론해석법에 의하여 보조 슬롯의 위치와 폭을 결정하였다. 철심의 포화 현상 및 슬롯 형상을 고려하기 위하여 유한요소법을 이용하여 상세 설계를 진행하였으며 본 연구의 타당성을 증명하기 위하여 시작기를 제작 실험치와 이론치를 비교하였다. 최적화 모델의 경우, 보조 슬롯 설치로 인하여 출력 저하를 우려하였지만 기본모델과 비교하여 역기전력이 98.6%로 나타나 출력 변화는 문제시 되지 않음을 확인하였으며 역기전력 파형의 고조파 성분이 제거 되어 기본모델 보다 더욱 안정적인 출력을 낼 수 있었다. 즉, 보조 슬롯 설치로 인하여 고효율, 고속 IPMSM의 문제점으로 대두된 코깅 토크를 획기적으로 저감시킴으로서 IPMSM의 가용성을 크게 증진시킬 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

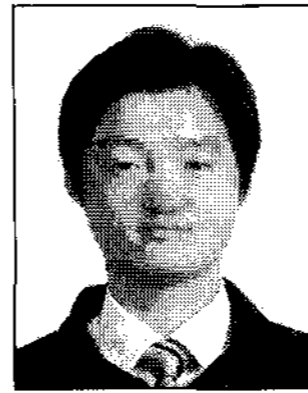
- [1] T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent Magnet Motor, Clarendo Press, Oxford,1994.
- [2] Gyu-Hong Kang, Jung-Pyo Hong, Gyu-Tak Kim, and Jung-Woo Park, "Improved Paramater Modeling of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Finitit Element Analysis", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1867 ~ 1870, 2000.
- [3] Hong-Seok Ko, and Kwang-Joon Kim, "Characterization of Noise and Vibration Source in Interior Permanent-Magnet Brushless DC motors",IEEE Trans. on Magnetics, vol. 40, no. 6, pp. 3482 ~ 3489, 2004.
- [4] Chang Seop Koh, and Jin-Soo Seol, "New Cogging-Torque Reduction Method for Brushless Permanent-Magnet Motors", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 39. no. 6, pp. 3503 ~ 3506, 2003.
- [5] A. Kioumars, M. Moallem, and B. Fahimi, "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design", IEEE Trans.on Magnetics, vol. 42, no. 11 , pp. 3706 ~ 3711, 2005.
- [6] Dong-Hun Kim, Il-Han Park, Joon-Ho Lee and Chang-Eup Kim, "Optimal Shape Design of Iron Core to Reduce Cogging Torque of IPM Motor",IEEE Trans. on Magnetics, vol. 39, no. 3, pp. 1456 ~ 1459, 2003

저 자 소 개



한 광 규 (韓 光 奎)

1981년 9월 5일생. 2007년 창원대학교 공대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정
Tel : 055-213-3640
Fax : 055-263-9956
E-mail : mywooga@nate.com



안 호 진 (安 浩 振)

1977년 3월 18일생. 2000년 창원대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 박사과정 입학. 2002~2007 미래산업(주) SMT사업부 전임연구원
현재 동대학원 전기공학박사과정.
Tel : 055-213-3640
Fax : 055-263-9956
E-mail : hjahn@mk21.org



강 규 홍 (姜 圭 洪)

1967년 11월 5일생. 1992년 창원대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1998년 LG전자(주) 주임연구원. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2001~2004년 창원대 메카트로닉스공학부 BK계약 교수. 2005년~2006년 (주)모터넷 연구소장.
현재 (주)젬택 연구소장
Tel : 055-237-5533
E-mail : ipmsm@korea.com



장 기 봉 (張 基 鳳)

1970년 5월 25일생. 1994년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2005년~2006년 한국건설교통기술평가원 선임 연구원. 현재 창원대학교 공대 전기공학과 교수.
Tel : 055-213-3639
Fax : 055-263-9956
E-mail : kgjang@changwon.ac.kr



김 규 탁 (金 奎 卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~1997년 일본 早稻田大 客員研究. 현재 창원대학교 공대 전기공학과 교수.
Tel : 055-213-3635
Fax : 055-263-9956
E-mail : gtkim@changwon.ac.kr