

# 코깅 토오크 저감을 위한 Spoke형 BLDC 전동기의 회전자 극 형상설계에 관한 연구

論 文

56-5-7

## Rotor Pole Shape Design for Reducing a Cogging Torque in Spoke Type BLDC Motor

黃奎尹\* · 李相奉\*\* · 梁炳烈\*\*\* · 權炳一†

(Kyu Yun Hwang · Sang Bong Rhee · Byoung Yull Yang · Byung Il Kwon)

**Abstract** - In this paper, design of spoke type BLDC motor which have a characteristics of concentrating fluxes and relatively high reluctance torque among IPM BLDC motors has been researched. To reduce cogging torque and torque ripple, rotor pole shape of optimal design is proposed. To clearly see the effects due to the changed rotor pole shape, magnetic circuit model, 2D FEM and design of experiments (DOE) are used. Then considering these results proper rotor pole shape which have an good effect on air gap flux density and cogging torque, back-emf is designed. Moreover, the validity of proposed model in this paper is also verified by comparison between gained experiment and analysis data.

**Key Words** : Spoke type of BLDC Motor, IPM, Cogging torque, Design of experiments

### 1. 서 론

영구자석형 브러시리스 직류(brushless DC : BLDC) 전동기는 고출력, 고토오크, 고효율, 그리고 적은 유지비로 인해 광범위한 적용분야를 가지고 있다. 특히, 영구자석 매입형(interior permanent magnet : IPM) BLDC 전동기는 영구자석 표면부착형(surface mounted permanent magnet : SPM) BLDC 전동기와는 달리 영구자석이 회전자 내부에 삽입된 구조로써 회전자 자극과 고정자 전류에 의한 자극이 상대적 위치에 따라 자기저항의 차가 발생하는 돌극구조를 갖는다. 즉, 자기저항의 차로부터 발생하는 톨력턴스 토오크가 증첩되어 발생하므로 표면부착형 영구자석 전동기에 비해 단위전류 당 큰 발생 토오크를 갖는다[1,2].

IPM BLDC전동기의 설계에 있어서 영구자석의 위치 및 회전자 내부 형상에 따라서 전동기의 성능이 다르게 나타난다. 특히, spoke형 BLDC 전동기는 영구자석이 회전자내부에 방사상(radial) 형태로 배치되어 높은 톨력턴스 토오크 및 자극을 형성하는 구조를 가지고 있다[3,4]. 그러나 구조적으로 영구자석 끝단부가 회전자 표면과 인접하고 있으므로, 영구자석 끝단의 회전자 표면으로 자속이 집중되어 공극에서의 자속밀도과형이 왜곡되는 단점을 갖는다. 이와 같은 공극자속밀도의 왜곡으로 인하여 상당히 큰 코깅 토오크 및 토오크 리플이 발생하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 여러가지 연구가 이루어지고 있다.

코깅 토오크의 저감을 위해 회전자 내부에 barrier를 설치하여 영구자석에 의한 자속의 이동경로를 변화시키거나, 영

구자석의 pole-arc 및 pole-pitch비 조절, 영구자석의 착자방향에 따른 특성연구, 그리고 회전자나 고정자에 스류를 주는 방법들이 제안되어졌다[5-8].

이러한 연구들의 공통점은 공극자속밀도를 보다 정현적으로 분포시키기 위한 방법이다. Barrier 설치 및 스류를 주는 방법은 spoke형 BLDC 전동기에 유용하게 쓰일 수 있으나, 회전자의 형상을 복잡하게 만드는 단점이 있다. 따라서 좀 더 간단히 공극자속과형을 보다 정현파에 가깝도록 만들어 줄 수 있는 새로운 연구가 필요하다[9-11].

본 논문에서는 spoke형 BLDC 전동기의 코깅 토오크 및 토오크 리플저감을 위해 공극자속밀도의 정현분포에 관하여 연구 하였다. 공극자속 밀도를 정현적으로 분포시키기 위한 회전자 극 표면의 최적형상 설계를 위해, 우선 회전자 형상 변화에 따라 달라지는 전동기 특성을 확인하고자 등가자기 회로법을 이용해 특성분석을 하였다. 등가자기회로법 결과를 바탕으로 자속밀도의 정현분포 요인에 영향을 미치는 설계 변수를 선정하였으며 2D FEM, 그리고 실험계획법을 이용하여 분석하였다. 이를 토대로 최적의 회전자 극 형상을 제안하고 설계된 모델을 실제 제작하였다. 제작된 모델은 실험을 통해 2D FEM 해석결과와 비교하여 제안된 회전자 극형상의 타당성을 검증하였다.

### 2. 해석모델 및 자기등가회로

그림 1(a)는 spoke형 BLDC 전동기의 구조이며, 하나의 자속경로에 관한 자기회로를 표현하기 위해서 하나의 자석과 이에 관련된 고정자 그리고 회전자의 back iron의 단면적을 나타낸다. 모델은 4극, 분포권이며 초기모델의 사양은 표 1과 같다. 또한, 자기회로 모델링을 위해 고정자 슬롯은 없다고 가정하였다. 그림 1(b)는 간략화한 자기등가회로이며, 영구자석은 자속원  $\phi_s$ 과 이의 톨력턴스 성분  $R_m$ 으로 모델링하였고, 이때 자속원의 방향은 자석의 극 방향에 따른

† 교신저자, 終身會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 教授  
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr

\* 學生會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 碩士課程

\*\* 正會員 : 成均館大 情報通信工學部 · 工博, 研究教授

\*\*\* 正會員 : 三星電子 先任研究員

接受日字 : 2006年 10月 19日

最終完了 : 2007年 3月 19日

다.  $K_f$ 은 누설경로에 의한 자속을 보상하기 위한 상수이며  $K_r$ 은 강판의 릴럭턴스를 보상하기 위한 상수를 나타낸다.

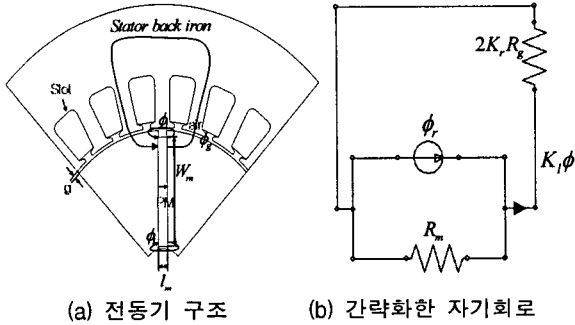


그림 1 Spoke형 BLDC 전동기  
Fig. 1 Spoke type of BLDC motor

표 1 SPM type BLDC 전동기의 사양  
Table 1 The specification of SPM type BLDC motor

항목	사양	항목	사양
입력전압	300 [V]	극수	4 [pole]
정격출력	120 [W]	공극길이	0.7 [mm]
정격속도	2,570 [rpm]	병렬회로수	1 [Parallel]
상수	3 [Phase]	영구자석	Br=0.9 [T]

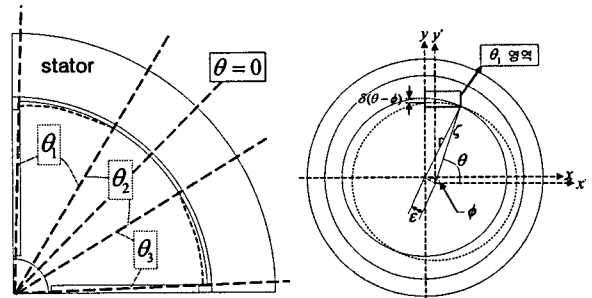
여기서, 누설요소  $K_f$ 과 릴럭턴스 요소  $K_r$ 은 등가자기회로에서 실제로 구하기 매우 어렵기 때문에, 설계자의 경험에 의해서 정해진다. 본 논문에서는  $K_f$ 과  $K_r$ 값을 각각 0.9와 1로 대입하였다. 공극자속밀도  $B_g$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$B_g = \frac{K_f C_\phi}{1 + 2K_r \frac{\mu_R}{P_C}} B_r \quad (1)$$

여기서  $C_\phi$ 와  $P_C$ 는 각각 flux concentration factor로써 공극면적당 자속이 발생하는 면적의 비와 퍼미언스 계수를,  $\mu_R$ 과  $B_r$ 은 각각 영구자석의 상대 투자율과 잔류자속밀도를 나타낸다. 식 (1)을 통해서 공극에서의 자속밀도값은 flux concentration factor와 비례관계를 갖는다는 것을 확인할 수 있으며 일반적으로 이 flux concentration factor는 일반적인 IPM구조인 경우에는 그 값이 1보다 작은 반면에 영구자석이 집중되도록 배치되어있는 spoke형과 같은 BLDC 전동기의 경우에는 회전자의 극수나 자석의 단면적을 증가시킴으로써 그 값을 1또는 그 이상으로 크게 할 수 있어, 보다 큰 공극자속밀도를 발생시킬 수 있다. 이는 보다 큰 전자기적 토오크를 발생시킬 수 있다는 것을 의미한다. 이와 같이 자속집중이라는 특징을 갖는 spoke형 BLDC 전동기에서는 자속이 집중되는 회전자 표면 즉, 회전자 극형상변화가 공극자속밀도 파형에 큰 영향을 미친다는 것을 확인할 수 있으며, 본 논문에서는 실제 영향들을 분석하였다.

## 2. 해석모델 및 자기등가회로

Spoke형 BLDC 전동기는 자속이 집중되는 특징 외에도 영구자석의 끝 단부와 고정자의 치가 매우 가까워, 이로 인해 공극자속밀도 파형의 양 끝단에서 자속이 치솟는 왜곡을 갖는 특징을 갖고 있다 [3]. 본 논문에서는 회전자의 형상을 변화시키되, 이러한 공극자속파형의 왜곡을 줄이며, 보다 정현적인 공극자속파형을 갖도록, 그림 2(a)에서 나타낸바와 같이,  $\theta_2$ 부분의 경계면부터  $\theta_1$ ,  $\theta_3$ 부분의 회전자 양 끝단까지 공극길이를 서서히 증가시키도록 하였다. 여기서  $\theta_2$ 부분은 공극의 길이가 일정한 부분을 나타낸다.



(a) 회전자 극 형상변화 (b) 중심이동에 따른 공극길이변화

그림 2 회전자의 극 표면형상변화  
Fig. 2 Changing pole surface shape in rotor

등가자기회로에서 회전자의 극 표면을 변화시켜줌에 따라 생기는 추가적인 공극의 길이를 고려하기 위해 eccentric factor  $K_{g\_var}(\theta)$ 를 적용하였다. 이 eccentric factor는 슬롯에 의한 효과를 고려하기 위해 쓰이는 slot correction factor와 같은 개념이며, 식(2)의 eccentric factor는 회전자의 형상변화에 따라 생기는 추가적인 공극릴럭턴스 값을 고려해 얻은 자속밀도 값  $B_{g\_var}(\theta)$ 와 공극길이가 일정하다고 가정하였을 때 얻은 자속밀도값  $B_g(\theta)$ 의 비를 나타낸다 [2].

$$K_{g\_var}(\theta) = \frac{B_{g\_var}(\theta)}{B_g(\theta)} = \frac{\frac{P_C}{2K_r \cdot \mu_R} + 1}{\frac{P_C}{2K_r \cdot \mu_R} + \frac{g(\theta)}{g}} \quad (2)$$

여기서  $g(\theta)$ 와  $g$ 는 각각 회전자 극 형상변화에 따른 기계각  $\theta$ 에서의 공극길이와 초기 전동기의 일정한 공극길이를 나타낸다. 그림 2(a)에서 회전자  $\theta_1$ 부분의 극 형상변화에 따라 생기는 추가적인 공극길이는 그림 2(b)에서와 같이  $\delta(\theta - \phi)$ 로 나타낼 수 있으며, 이는 전동기의 편심에 따른 공극길이를 구하는 방법을 이용한 후 코사인 제 2법칙을 통해 식 (3)과 (4)와 같이 표현된다 [11].

$$\delta(\theta - \phi) = R - \xi(\theta - \phi) \quad (3)$$

여기서,

$$\xi(\theta - \phi) = \sqrt{r^2 + e^2 - 2re \cos(\theta - \phi)} \quad (4)$$

여기서  $\xi(\theta - \phi)$ 은 이동한 원의 중심과 초기전동기의 회전자 호와의 거리를 나타내며,  $R, r, e$ 와  $\phi$ 는 각각 초기회전자의 반경, 중심을 이동한 원의 반경, 원의 중심 이동거리, 그리고 이동된 원의 중심과 x좌표축이 이루는 각을 의미하며, 이는 일정한 값인 상수로 표현된다. 위 식들을 통해서 회전자의 형상을 변화시켜 주었을 때, 기계각  $\theta$ 에 따른 공극길이의 계산이 가능하며, 이 값과 일정한 공극길이와의 비를 나타내는 값은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{g(\theta)}{g} = \begin{cases} 1 + \frac{1}{g} \cdot \delta(\theta - \phi) & , \frac{\theta_2}{2} < \theta < \frac{\theta_2}{2} + \theta_1 \\ 1 + \frac{1}{g} \cdot \delta(\theta - \phi) & , -\frac{\theta_2}{2} - \theta_3 < \theta < -\frac{\theta_2}{2} \\ 1 & otherwise \end{cases} \quad (5)$$

$\theta$ 는 그림 2(a)에서 나타내어진 것과 같이  $\theta_2$ 의 중간을 0으로 이동시켜 계산한다. 이는 좀 더 간편한 계산을 위해서 설정하였으며, 이를 통해 회전자의 중심이동에 따라 변하는 공극길이 값을 이용해 회전자 극 형상변화에 따른 공극길이를 계산하는데 적용시킨다. 이들을 통해서 얻은 값을 식 (2)에 대입함으로써 회전자의 형상변화에 따른 추가적인 공극길이를 보상하기 위한 eccentric factor  $K_{g\_var}(\theta)$ 를 구할 수 있다.

이와 같은 식들을 통해서 알 수 있듯이 본 논문에서 언급한 eccentric factor는 회전자의 형상 변화에 따라 증가된 기계적인 공극길이만을 고려한다. 이를 통해서 얻어진 공극자속밀도 파형은 그림 3의 실선 파형과 같다. 그림 3에서 표식이 들어간 선은 2D FEM으로 해석한 파형으로써, 두 파형을 비교해보면 다소 차이가 나는 것을 확인할 수 있다.

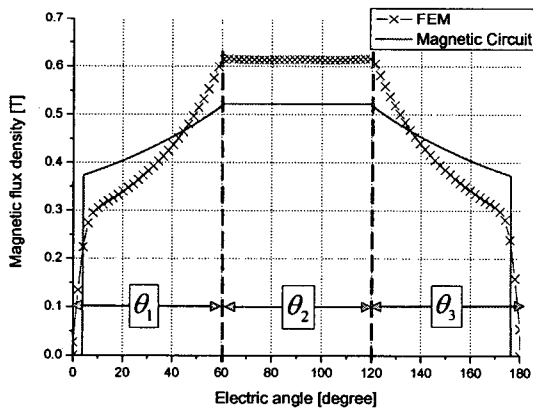


그림 3 기계적 형상변화만을 고려해 얻은 공극자속파형  
Fig. 3 The magnetic flux distribution in air gap considering only mechanical variation

이러한 차이는 회전자의  $\theta_1$ 와  $\theta_3$ 표면에서의 자속들이 상대적으로 공극길이가 짧은  $\theta_2$ 영역으로 집중되기 때문이다. 이러한 현상들로 인해 회전자의 기계적인 형상변화 외에 자기적으로 자속의 이동경로가 변하기 때문에 좀 더 정현파에 가까운 공극자속밀도 파형을 얻는다는 것을 알 수 있다. 그

림 4는 영구자석에 의한 자속밀도벡터의 분포를 나타내는데 이를 통해서도 자속밀도의 방향이 극의 중심 부분으로 집중된다는 것을 알 수 있다.

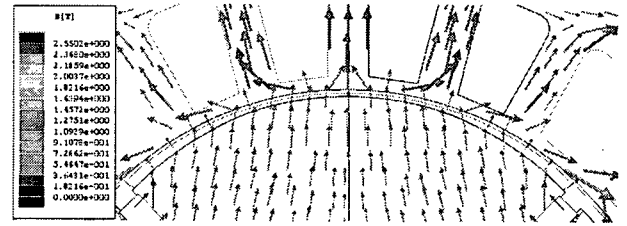


그림 4 자속밀도벡터 (2D FEM)  
Fig. 4 The vector of magnetic flux density (2D FEM)

이러한 자속의 집중과 상쇄를 등가 자기회로법에서 표현하기 위해서는 다음의 식 (6)와 식 (7)과 같이 이들을 보상하는 계수값들인  $K_1, K_2$ 가 필요하게 된다.

$$B_{g\_var}(\theta) = K_1 \cdot K_{g\_var}(\theta) \cdot B_g(\theta) \quad (6)$$

$$K_{g\_var}(\theta) = \frac{\frac{P_C}{2K_r \cdot \mu_R} + 1}{\frac{P_C}{2K_r \cdot \mu_R} + K_2 \frac{g(\theta)}{g}} \quad (7)$$

단, 여기에서 자속의 경로변화에 따른 자속밀도변화를 고려해주기 위한 계수값들인  $K_1$ 과  $K_2$ 은 2D FEM을 통해 각각 1.18, 2.7을 적용시켰다. 이는 그림 5에서 보여주듯이, 상수값을 적용시킴으로써 자속의 이동경로에 변화에 따른 것을 보상시킬수 있다는 것을 보여준다. 또한 이는 보상계수  $K_1$ 과  $K_2$ 의 크기에 따라 영구자석에 의한 자속의 집중 및 상쇄정도를 예측할 수 있으며, 자속의 집중 및 상쇄시키기 위해 변형된 회전자 형상에 대한 예측도 가능할 것이다.

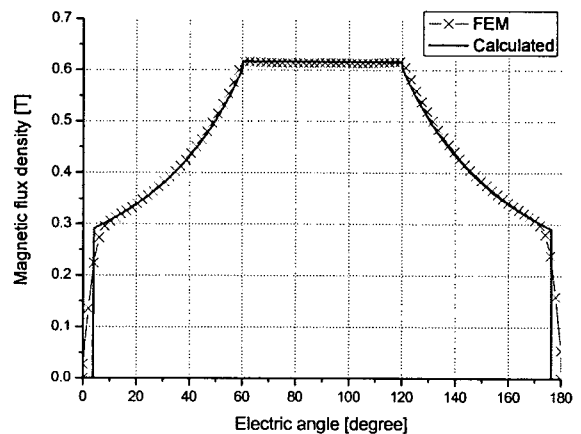


그림 5 기계적 형상, 자속의 집중, 상쇄 현상을 고려해 얻은 공극자속파형  
Fig. 5 The magnetic flux distribution in air gap considering mechanical shape, concentrating and offsetting effects

보상계수  $K_1$ 과  $K_2$  만을 변화시켜 공극자속밀도의 변화정도를 예측이 가능하면, 이에 따른 회전자 형상의 예측도 가능할 것이다. 하지만 이를 위해서는 모든 전동기의 설계변수 크기의 변화는 동일해야하며, 특히 IPM전동기에서는 포화로 인해 위에서 정의한 등가자기회로법으로는 정확한 공극자속밀도파형의 변화정도의 예측이 힘들다. 그래서 본 논문에서는 자기회로법으로 Spoke 형 BLDC 전동기의 극형상 변화에 따른 공극자속밀도파형에 미치는 영향에 대해서 간략히 살펴보았다. 또한 보다 정확한 회전자 극형상 변화에 따른 전동기 특성에 미치는 영향에 대해서 살펴보기 위해 실험계획법을 적용하였다.

### 3. 회전자 극형상 설계

#### 3.1 실험계획법

실험계획법(design of experiments)이란 실험에 대한 계획방법을 의미하는 것으로, 해결하고자 하는 문제에 대하여 실험을 어떻게 행하고, 데이터를 어떻게 취하며, 어떠한 통계적 방법으로 데이터를 분석하면 최소의 실험횟수에서 최대의 정보를 얻을 수 있는가를 계획하는 것이라고 정의할 수 있다. 실험계획법 중 실험 배치하는 형에 의하여 여러 가지로 분류 할 수 있는데, 본 논문에서는 불필요한 교호작용이나 고차의 교호작용은 구하지 않고 각 인자의 조합중에서 일부만 선택하여 실험을 실시하는 방법인 일부실시법(fractional factorial design)을 이용하였다. 이 실험계획법은 실험횟수를 가능한 한 적게 하고자 할 때 사용된다. 일부실시법을 계획할 때에는 2수준계의 직교배열표(orthogonal array table)를 사용하였으며, 라틴방격법(Latin square design)도 일부실시법에 속한다고 볼 수 있다[12].

본 논문에서는 전동기의 특성 향상을 목적으로, 회전자의 극 형상 변화를 제한하며, 회전자 극 형상변화가 전동기의 특성에 미치는 각각의 영향들을 분석하기 위해 실험계획법을 적용하였다.

#### 3.2 실험계획법을 이용한 최적설계

회전자의 극 형상변화가 공극자속밀도 파형 및 코깅 토크, 역기전력 파형에 미치는 영향을 간단히 살펴보기 위하여 실험계획법 중 2수준의 일부실시법을 수행하였다. 회전자의 극형상은 최소의 킬러턴스 변화량을 갖는 방향으로, 또한 영구자석에 의한 자속이 극 가운데에 집중시켜 줄 수 있도록 그림 4에서 나타내어진 것과 같이 변화시켜 주며, 극 형상설계변수로는 A, B, C를 정하였다. 여기서 설계변수 A는 자석의 끝단에서 회전자 바깥표면까지의 길이이고, 설계변수 B는 원의 중심(0,0)에서 불균일한 공극을 갖는 표면까지의 반경, 설계변수 C는 일정한 공극길이를 갖는 부분에서의 각도이다.

이 설계변수들의 범위는 실제 전동기 제작시 고려되어야 할 여러 제한조건 등을 고려하여 표 2와 같이 정하였고, 주어진 범위 내에서 각 설계변수들의 값에 따라 이들이 공극자속밀도와 코깅 토크, 역기전력 파형에 미치는 영향에 대해서는 -1과 1로 대칭되는 2수준의 일부실시법을 이용하였다 [12].

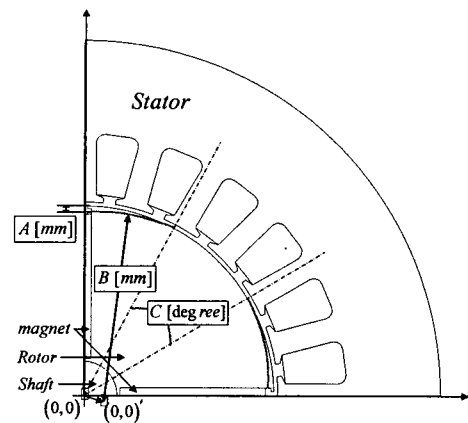


그림 6 설계변수

Fig. 6 The design variables

표 2 2<sup>3</sup> 요인실험

Table 2 2<sup>3</sup> factorial experiment

실험 번호	인자의 수준 A	B	C	공극자속밀도 THD	역기전력 THD/최대치	코깅토크
1	-1	-1	-1	16.93	0.3218	0.0307
2	-1	-1	1	20.88	0.3708	0.1028
3	-1	1	-1	16.87	0.3098	0.0273
4	-1	1	1	19.44	0.3679	0.1204
5	1	-1	-1	28.19	0.4255	0.1331
6	1	-1	1	29.63	0.4561	0.1493
7	1	1	-1	25.51	0.4282	0.1005
8	1	1	1	27.02	0.4434	0.1617

역기전력 파형에 미치는 영향은 역기전력 왜형률(total harmonic distortion : THD)[%]과 역기전력 최대값을 모두 고려하기 위해 두 값의 비로 정하였고, 여기서 왜형률은 파형의 왜곡 정도를 나타내는 것으로, 전 고조파의 실효치와 기본파의 실효치와의 비를 백분율로 나타냈것, 일그러짐 비율이라고도 한다. 왜곡된 파형을 분석하여, 기본파의 진폭을  $E_1$ , 제2고조파 이상의 것의 진폭을 각각  $E_2, E_3, \dots$  로 할 때 왜형률은 식(8)과 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}}{E_1} \times 100(\%) \quad (8)$$

여기서 왜형률[%]은 작으면 작을수록 기본파 성분에 비해 적은 고조파 성분을 포함하고 있다는 것을 의미하며, 정현파에 가까워진다는 것을 의미한다. 또한 최적의 극형상 설계변수 A, B, C를 구하기 위하여 목적 함수와 설계 변수의 범위를 다음과 같이 정의하였다. 여기서 목적함수로는 공극자속밀도, 역기전력파형의 왜형률, 그리고 코깅토크의 크기 [Peak-to-peak]로 정하였고, 이들을 최소화 시키고자 한다. 여기서 역기전력파형의 왜형률이 크게 감소하여도 그 크기 또한 크게 감소하면 전동기의 출력 및 효율에 영향을 미칠 것으로 판단되어 그 피크(peak)값 또한 또 하나의 목적함수로써 포함시켰다.

목적함수; B<sub>air</sub>\_THD, EMF\_THD/peak, Tcogging (9)

제약조건;

$$0.5[\text{mm}] < A < 1[\text{mm}], 32.78[\text{mm}] < B < 42.78[\text{mm}], \quad (10)$$

$$29.88[\text{degree}] < C < 49.88[\text{degree}],$$

세 독립변수 A, B, C의 수준값을 각각 (-1, 1)으로 선형 변환 시키면, 이에 의한 적합된 1차 회귀모형은 다음과 같다.

$$y_i = \beta_0 + \beta_1 A_i + \beta_2 B_i + \beta_3 C_i + e \quad (11)$$

여기서  $y_i$ 는  $i$ 번째 반응값,  $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ 는 회귀계수, A, B, C는 설계변수,  $e$ 는  $i$ 번째 반응값의 오차항이다. 이 회귀모형을 이용하여, 각각의 설계변수들과 세 개의 목적함수에 대한 함수들을 각각 구성하고 이들을 표현하기 위한 X와 y는 식 (12)와 식 (13)과 같다.

$$X = \begin{matrix} & A & B & C \\ \begin{matrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{matrix} & \begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix} \end{matrix} \quad (12)$$

$$y_{B_{THD}} = \begin{bmatrix} 16.93 \\ 20.88 \\ 16.87 \\ 19.44 \\ 28.19 \\ 29.63 \\ 25.51 \\ 27.02 \end{bmatrix} \quad y_{\left(\frac{EMF_{THD}}{peak}\right)} = \begin{bmatrix} 0.3218 \\ 0.3708 \\ 0.3098 \\ 0.3679 \\ 0.4255 \\ 0.4561 \\ 0.4282 \\ 0.4344 \end{bmatrix} \quad y_{T_{cogging}} = \begin{bmatrix} 0.0307 \\ 0.1028 \\ 0.0273 \\ 0.1204 \\ 0.1331 \\ 0.1493 \\ 0.1005 \\ 0.1617 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ 는 식(14)와 같이 최소제곱추정치를 이용하여 구한다.

$$\beta = \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} = (X'X)^{-1}X'y \quad (14)$$

그러므로 각각의 1차 회귀방정식은 식(15), 식(16), 식(17)가 된다.

$$y_{B_{THD}} = 23.0588 + 4.5287A - 0.8488B + 1.1837C \quad (15)$$

$$y_{(EMF_{THD}/peak)} = 0.3893 + 0.0467A - 0.0042B + 0.0180C \quad (16)$$

$$y_{T_{cogging}} = 0.1032 + 0.0329A - 0.0007B + 0.0303C \quad (17)$$

여기서 회귀방정식의 정도(precision)가 어느정도 좋은가

$$R^2 = \frac{SSR}{SST} = \frac{\beta'X'y - n(\bar{y})^2}{\sum_i y_i^2 - n(\bar{y})^2} \quad (18)$$

를 보여주는 결정계수  $R^2$ 을 식18과 같이 구한다. 여기서, SST는 총변동, SSR은 회귀변동을 의미한다. 각 회귀방

정식의 결정계수는 각각 0.9791, 0.9624, 0.9027이며, 이는 매우 높은 결정계수의 값이다. 식 (15), (16), (17) 통해 각 설계변수들이 제한된 범위 내에서 공극자속밀도 왜형률[%], 코깅 토오크, 역기전력의 왜형률[%]값과 최대값의 비에 미치는 그림 7과 같이 도식화 할 수 있다. 여기서 설계변수 B는 앞에서 도출한 회귀방정식들을 이용한 주효과분석을 통해 각 반응값에 미치는 영향이 매우 적다고 판단되어 그 값을 1로 정하였다. 그 외 설계변수 A와 C는 그 크기를 제한범위 내에서 변화시켜 그에 따르는 영향들을 분석하였다. 그림 7은 설계변수 A, C와 설계자가 얻고자 하는 반응값들의 범위 관계를 등고선 형태로 나타낸다. 일반적으로 실험계획법을 통해 최적설계를 할 경우, 2차 회귀모형을 주로 사용하지만, 본 모델은 1차 회귀모형으로도 적절하다고 판단되므로 2K 요인배치법을 사용하였다 [9,10]. 또한 최종 설계값 역시 모든 반응값들을 최적으로 만족하는 값은 아니지만 그 차이는 매우 적을 것으로 판단되어 A=-1, C=-1을 최적값으로 결정하였다. 즉, 설계변수의 값은 A=-1, B=+1, C=-1로 결정하였다.

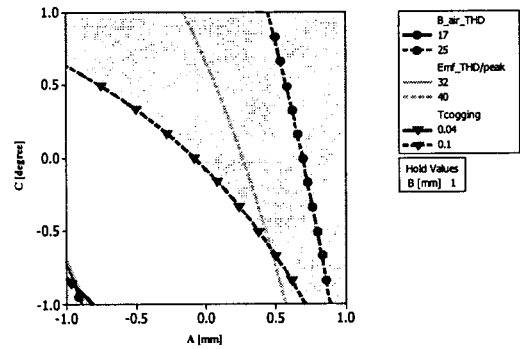


그림 7 설계변수와 반응 값들과의 관계

Fig. 7 Relationship between design and response values

실험계획법에서 얻은 회전자 극 형상은 반경이 33.3[mm]인 회전자의 형상과 원의 중심으로부터 -93.71[degree], -176.29[degree] 방향으로 10.31[mm]이동한 반경이 42.78인 원의 형상 조합을 통해 얻은 회전자 극 형상과 동일하다. 표 3은 초기회전자의 극 형상과 실험계획법으로 개선된 회전자의 극 형상에 따른 각 설계변수 값이다. 실험계획법을 통해 분석한 결과로써 얻어진 이 회전자 형상을 갖는 전동기를 실제 제작하고, 실험결과는 2D FEM에 의한 해석결과와 비교하였다.

표 3 초기모델과 개선모델의 설계변수와 반응값(2D FEM)  
Table 3 The design variables and responses of initial and proposed model

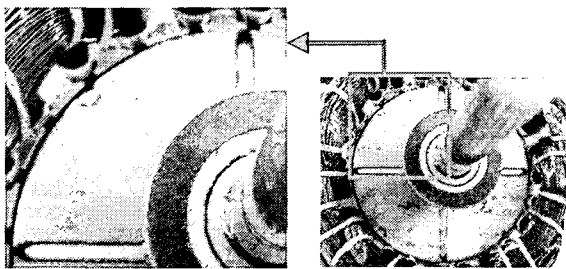
		초기모델	개선모델
설계변수	A	1.470 [mm]	0.500 [mm]
	B	33.30 [mm]	42.78 [mm]
	C	86.04 [degree]	29.88 [degree]
반응값	B <sub>air</sub> _THD	36.80 [%]	16.80 [%]
	EMF_THD/peak	59.25 [%/V]	30.98 [%/V]
	Tcogging	0.260 (p-p)[Nm]	0.027 (p-p)[Nm]

#### 4. 해석모델 및 실험결과

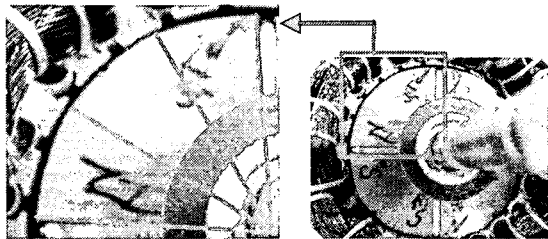
그림 8에서는 해석결과와 실제 비교하기 위해 제작된 회전자와 고정자 형상을 보여준다. 그림 8(a)은 비교대상인 초기모델형상을 보여주며, 그림 8(b)는 코깅토크 저감 및 개선된 역기전력 파형을 얻기 위해 설계 및 제작된 전동기 형상을 보여준다. 그림 9에서 보여지는 측정장치를 이용하여 실험 후 해석결과와 비교하였다.

역기전력의 측정은 그림 9(a)에서와 같이 일정속도(1000[rpm])로 회전자 BLDC 전동기의 한 상의 전압을 오실로스코프를 사용하여 측정하였다. 그림 9(b)는 코깅토크를 측정하기 위한 시험 장치이며, 이들의 실험결과는 2차원 유한요소 해석결과와 비교하여 해석의 타당성을 검증하였다.

본 논문에서는 보다 정현적인 공극자속 파형을 갖기 위해 회전자의 극 형상을 변화시켰으며, 이때 코깅토크 Peak to peak값의 효과적인 저감은 그림 10과 11에서 확인할 수 있다. 이는 회전자 내부의 영구자석 끝단부와 이에 인접한 고정자와의 자속집중현상을 줄여주면서 보다 정현적인 공극

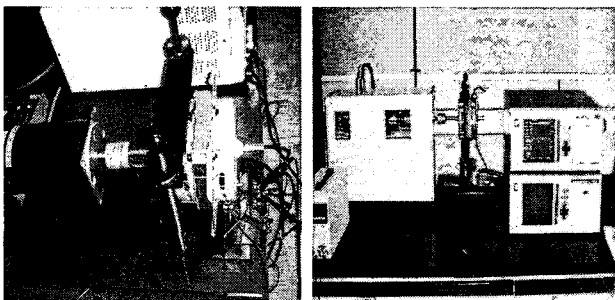


(a) 초기모델



(b) 개선모델

그림 8 제작된 초기모델과 개선모델 형상  
Fig. 8 The shape of manufactured initial and proposed model



(a) 역기전력 측정

(b) 코깅토크 측정

그림 9 실험측정장치  
Fig. 9 Experimental equipment

고정자와의 자속집중현상을 줄여주면서 보다 정현적인 공극자속 파형을 갖는 것과 동시에 회전자의 위치변화에 따른 릴럭턴스 변화량, 공극자속밀도의 변화량을 작게 만들어 주기 때문이다. 그림 10과 그림 11의 초기모델에서의 코깅토크의 Peak to peak 값을 비교해보면 각각 0.26[Nm], 0.24[Nm]로써 FEM해석결과가 실험결과보다 약간 크게 나오는 것을 알 수 있는데 이는 영구자석의 착자정도 및 기타 손실등의 원인으로 판단된다. 이는 실제 제작된 개선모델에서도 같은 경향을 갖는다. 두 그림의 초기모델과 개선모델에서의 코깅토크파형은 매우 유사하며 극 형상변화에 따른 이들의 경향 또한 매우 유사함으로써 본 논문에서 제안한 방법의 타당성을 확인할 수 있었다.

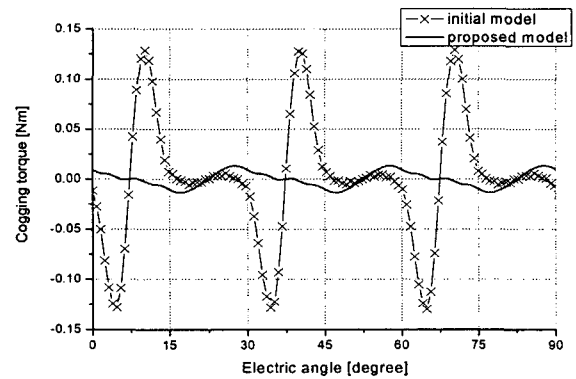
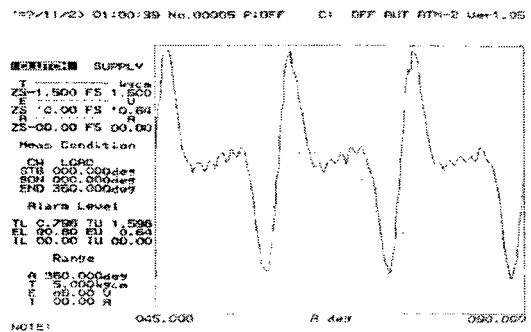
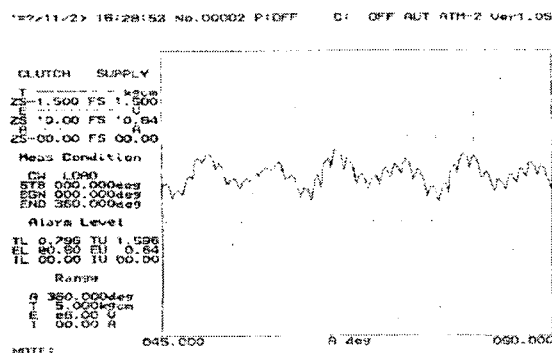


그림 10 코깅토크 파형 (2D FEM)  
Fig. 10 The cogging torque waveform (2D FEM)



(a) 초기모델



(b) 개선모델

그림 11 코깅토크 파형 (실험결과)  
Fig. 11 The cogging torque waveform (experiment)

그림 12과 13는 회전자 극 형상변화에 따른 초기모델과 제안모델의 1000[rpm]에서의 역기전력 파형에 대한 해석값과 실험값을 나타낸다. 회전자 극 형상변화에 따른 두 파형의 경향 또한 비슷함으로써 제안한 방법의 타당성을 보여준다. 두 모델의 역기전력 peak-to-peak는 115.2[V], 124.7[V]이다. 그러나 전체 역기전력 크기는 초기형상에 비해 개선된 모델에서 약간 감소하였는데 이는 회전자 극 형상변화에 따라 전체적인 공극의 길이가 증가되었기 때문이다. 비록 전체적인 역기전력 크기는 감소하였으나, 역기전력의 최대치 증가 및 현저한 리플의 저감으로 인해 보다 나은 특성을 확인할 수 있었다.

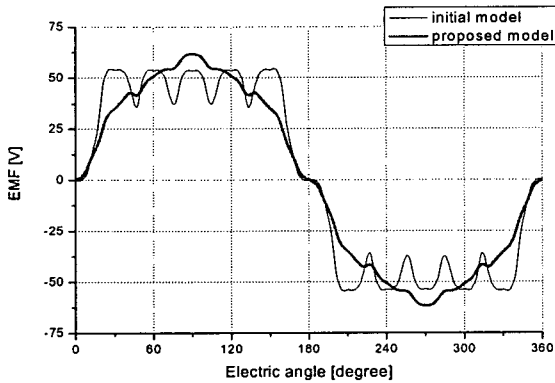
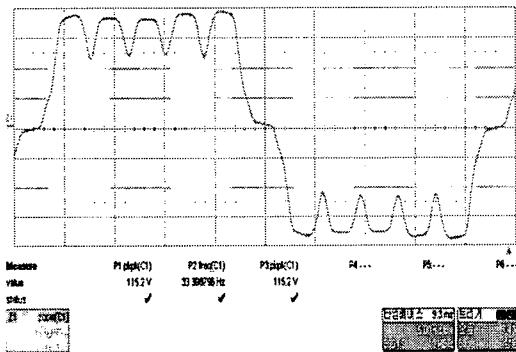
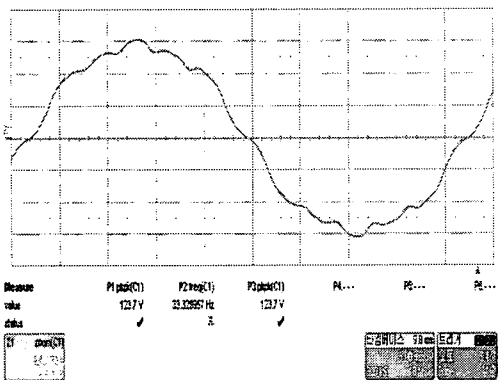


그림 12 역기전력 파형 (2D FEM)  
Fig. 12 The back-emf waveform (2D FEM)



(a) 초기모델



(b) 개선모델

그림 13 역기전력 파형 비교 (실험결과)  
Fig. 13 The back-emf waveform (experiment)

표 4 에서는 2D FEM 과 실험치를 통해 초기모델과 개선 모델의 역기전력의 왜형률[%]값과 최대치의 비, 그리고 코깅 토크[peak to peak]값을 비교하였다.

표 4 초기모델과 개선모델의 해석결과  
Table 4 The results of initial and proposed model

	초기모델	개선모델
역기전력	2D FEM 59.25	30.98
THD/peak(%)	실험치 68.77	34.92
코깅토크	2D FEM 0.26	0.027
(p-p)(Nm)	실험치 0.23	0.03

개선모델에서 역기전력의 왜형률[%]값과 최대치의 비는 기존모델에 비해 2D FEM과 실험치를 통해서 각각 47.7%, 49.22% 저감되었고 코깅 토크[peak to peak]값은 각각 89.6%, 87% 저감되었다. 그림 14와 그림 15는 일정전류(0.2 [A]) 인가시의 정토크 파형을 2D FEM 해석결과와 실험 결과로써 각각 나타내며, 이를 통해 기본모델에 비해 현저한 토크리플의 저감 및 실험결과와의 비교를 통해 해석결과의 타당성을 보여준다.

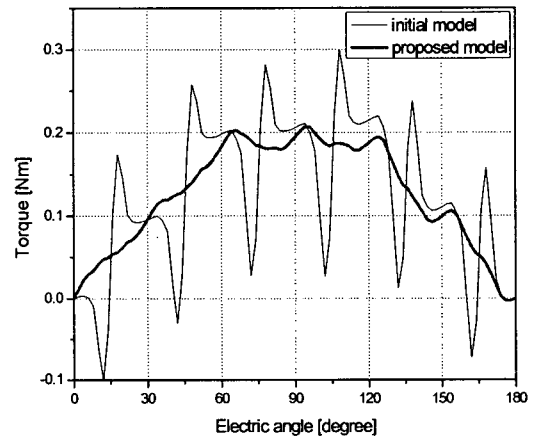
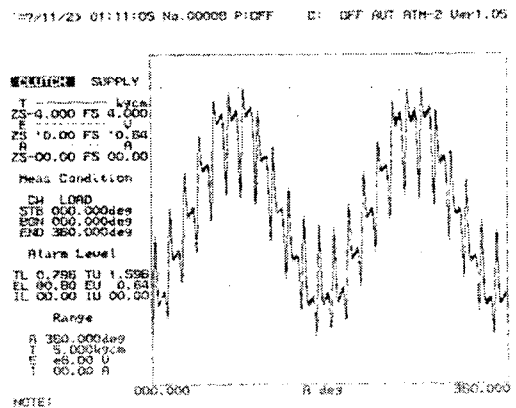


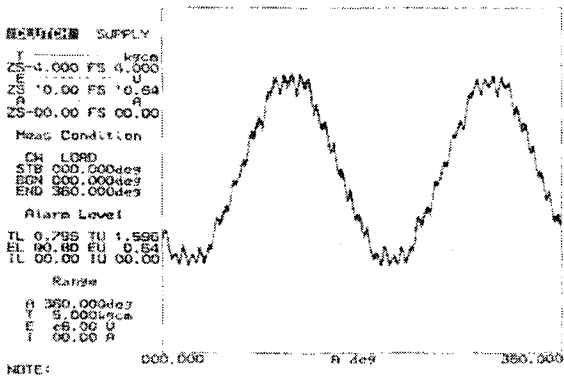
그림 14 정토크 파형 (FEM 결과) (전류: 0.2[A])  
Fig. 14 The static torque resulted by FEM (Current=0.2[A])



(a) 초기모델

참 고 문 헌

'7/11/2> 01:23:45 No.00010 P:OFF C: OFF RUN ATH-2 User1.05



(b) 개선모델

그림 15 정토크 파형 (실험결과) (전류: 0.2[A])

Fig. 15 The static torque resulted by FEM (Current=0.2[A])

4. 결 론

본 논문에서는 IPM형 BLDC 전동기 중 회전자 표면에 자속을 집중시키는 특징을 갖는 spoke형 BLDC 전동기의 공극자속밀도를 정현적으로 분포시키기 위해 회전자 극 표면의 최적형을 제안하였다. 회전자 극 형상 설계에 앞서 자기등가회로법을 이용하여 자속밀도 정현분포에 영향을 주는 설계변수에 대해 간략히 살펴보았다. 실험계획법과 2차원 비선형 해석(2D FEM)을 통해 극 형상변화가 코깅 토크, 역기전력 그리고 정토크 파형에 미치는 영향을 분석하였고, 이 결과를 토대로 최적의 회전자 극 형상을 설계하였다. 제안한 spoke형 BLDC전동기의 극 형상은 코깅토크를 저감하는데 매우 효과적임을 알 수 있었으며, 설계된 모델을 실제 제작하고 실험을 통해 얻은 결과와 해석결과를 비교함으로써 본 논문에서 제안한 모델의 타당성을 검증하였다. 앞으로 고출력 고토크 및 여러 장점을 갖는 spoke형 BLDC 전동기는 여러 응용분야에서 활용될 것으로 기대되며, spoke형 BLDC 전동기 설계시 극 형상 또한 중요변수로써 고려해야 될 것으로 생각된다.

- [1] T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Clarendo Press, Oxford, 1994
- [2] D. Hanselman "Brushless Permanent Magnet Motor Design", Duane Hanselma, 2nd ed, 2003
- [3] 윤근영, 류세현, 양병렬, 권병일, 영구자석 형상비를 고려한 영구자석 매입형 BLDC 전동기 설계 및 특성해석, 대한전기학회논문지 Trans. Vol. 55B, No. 1, pp. 1-8, Jan, 2006
- [4] 강규홍, 이병국, 허진, "자속 집중형 Spoke Type 영구자석 BLDC 전동기의 자기회로 및 특성해석, 대한전기학회논문지 Trans. Vol. 53B, No. 3, pp. 1-8, Mar, 2004
- [5] B. Y. Yang, K. Y. Yun, B. I. Kwon, "Designing Method of Flux Barriers in Rotor for Reducing Cogging Torque", COMPUMAG2005, Shentang, IV-26, PG1-7, June, 2005
- [6] Z. Q. Zhu, S. Ruangsinchaiwanich, N. Schofield, D. Howe, "Reducing of Cogging Torque in Interior-Magnet Brushless Machines", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.39, No.5, September, 2003
- [7] S. P. Hong, H. S. Cho, H. S. Lee, H. R. Cho, "Effect of the Magnetization Direction in Permanent Magnet on Motor Characteristics", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.35, No.3, May, 1999
- [8] N. Bianchi, S. Bolognani, "Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.38, No.5, September/October, 2002
- [9] K. Y. Hwang, S. B. Rhee, B. Y. Yang, B. I. Kwon, "Rotor Pole Design in Spoke Type BLDC Motor by RSM", CEFC 2006, PE8-4, 2006 IV-26, PG1-7, June, 2005
- [10] S. I. Kim, J. Y. Lee, Y. K. Kim, J. P. Hong, Y. Hur, Y. H. Jung, "Optimization for Reduction of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motor by Using the Taguchi Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.41, No.5, May, 2005
- [11] U. Kim, D. K. Lieu. "Magnetic Field Calculation in Permanent Magnet Motors with Rotor Eccentricity: Without Slotting Effect", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.39, No.4, July, 1998
- [12] 박성현 "현대실험계획법", 민영사 2004



저 자 소 개



**황규운 (黃奎尹)**

1983년 1월 28일생. 2005년 한양대 전자 컴퓨터공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전자전기제어계측공학과 석박사 통합과정

Tel : 031-409-1277

Fax : 031-409-1277

E-mail : kyuyun7@hanyang.ac.kr



**양병렬 (梁炳烈)**

1973년 6월 21일생. 1999년 한양대 전기 공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 박사과정. 삼성전자 DA연구소 선임연구원.

Tel : 031-218-5178

Fax : 031-218-5196

E-mail : yangcom@hanmail.net



**이상봉 (李相奉)**

1968년 2월 22일생. 1994년 한양대 전기 공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 성균관대학교 정보통신공학부 연구교수

Tel : 031-299-4630

Fax : 031-290-7955

E-mail : rrsd@naver.com



**권병일 (權丙一)**

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국기계연구소 자기 부상 열차 사업단 선임 연구원. 2001년 University of Wisconsin-Madison 객원교수. 1989년 10월~현재 일본 와세다 대학 이공학 연구소 객원 연구원. 1991년~현재 한양대 전자컴퓨터공학부 교수

Tel : 031-400-5165

Fax : 031-406-5073

E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr