영구자석의 착자방향을 고려한 브러시리스 DC 전동기의 효율 최적화 설계

Efficiency Optimal Design of a Brushless DC Motor Considering the Magnetization Direction of Permanent Magnet

송 정 현, 김 병 택*

(Jeong-hyun Song¹ and Byung-taek Kim¹) ¹Dept. of Electrical Engineering, Kunsan National University

Abstract: This paper is intended to improve efficiency of two-phase BLDC motor using analytical and statistical methods, and then the stability of the starting for the designed model is investigated. The characteristics of the motor according to magnetization directions of permanent magnet are analyzed through the analytical method, and design variables that affect the efficiency are selected. Preliminary optimal design is performed using the analytical method with the design variable. The RSM (Response Surface Method) based on the FEA (Finite Element Analysis) is applied to complement errors of the analytical method. As a result, the optimal design is determined. Finally, the stability of the starting for the optimal designed model is evaluated by analyzing cogging torque, and it is verified through the FEA.

Keywords: two-phase brushless DC motor, analytical method, response surface method, finite element analysis, magnetization direction, starting torque

I. 서론

브러시리스 직류 전동기(BLDCM: Brushless DC Motor)는 에 너지 절약과 저소음의 목적으로 산업현장 및 가정에서 널리 사용되며, 특히 2상 BLDC 전동기는 3상 BLDC 전동기에 비 해 낮은 효율 특성이 있지만 구조가 간단하여 생산성이 유리 하고 제조 단가가 저렴하기 때문에 소비전력이 수 와트에 불 과한 냉장고나 에어컨 등의 팬 구동용으로 기존 단상 유도 전동기를 대신해서 사용하게 되었다. 그러나 2상 BLDC 전동 기는 전동기의 구조와 구동회로의 특성상 해석 및 설계방법 이 정규화 되지 않아 설계과정이 다소 복잡하여 설계 시 어 려움이 있다. 또한, 삼상과 달리 단상 교번 자계에 의하여 회 전 토크를 발생시켜야 하므로 초기 기동의 안정성 확보 역시 중요한 문제가 된다[1,2].

본 논문은 3W급 팬 구동용 2상 BLDC 전동기의 효율 개 선 설계를 수행하고, 설계된 모델에 대하여 초기 기동의 안 전성을 검토하였다. 먼저 기존의 상용화 모델을 초기모델로 선정하였고, 자기등가회로와 구동회로로부터 역기전력, 전류, 출력 그리고 효율 등의 특성분석방법을 수립하였다. 수립된 해석적 방법을 통해 영구자석의 착자방향에 따른 전동기 특 성을 비교 분석함으로써 효율 개선의 가능성을 입증하였다 [3,4]. 전동기 효율 개선을 위하여 효율에 미치는 영향이 큰 변수인 권수와 적층 길이를 설계변수로 선택하였고, 해석적

- 논문접수: 2010. 11. 15, 수정: 2010. 11. 26, 채택확정: 2010. 12. 23. 송정현: 군산대학교 대학원 전자정보공학과(she0407@kunsan.ac.kr)
- 김병택: 군산대학교 전기공학과(btkim@kunsan.ac.kr)
- ※ 상기 논문은 제어·로봇·시스템학회 전북제주지부와 전남지부의 합동 학술대회에서 초안이 발표되었음.
- ※ 본 과제(결과물)는 지식경제부의 지원으로 수행한 전력산업 원천 기술개발사업[2010T100100363]의 연구결과임.

방법과 통계적 방법인 반응표면법(RSM: Response Surface Method)을 순차적으로 적용함으로써 최적 설계안을 결정하였다[5,6]. 결정된 설계안으로부터 코깅토크 분석을 통해 고 정자 극의 형상을 변경함으로써 초기 기동의 안정성을 확보하였으며, 마지막으로 유한요소해석(FEA: Finite Element Analysis)을 통해 최적 설계안의 유효성을 검증하였다.

II. 2상 BLDC 전동기의 구조 및 운전원리

본 연구는 기존 2상 BLDC 전동기의 효율 개선을 목적으 로 하며, 효율 45%를 목표로 설계를 수행한다. 해석 모델인 2상 BLDC 전동기의 구조와 주요사양을 그림 1과 표 1에 각 각 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이 고정자는 shaded-pole 유도전동기와 유사한 구조이고, 고정자 권선은 두 개로 구성 되어 있으나 회전자의 위치에 따라 한 개의 권선만 통과시킨 다. 회전자는 원통형 영구자석으로 이루어져 있으며, 회전자 의 초기 위치는 기동력을 얻을 수 있도록 설계된 계단 모양 의 고정자 극에 의해 결정된다.



그림 1.2상 BLDC 전동기의 구조.

Fig. 1. Structure of two-phase BLDC motor.

Copyright© ICROS 2011

^{*} 책임저자(Corresponding Author)

표 1. 주요사양.

Table 1. Motor specifications.

사양	값	사양	값
목표효율	45[%]	정격출력	3[W]
인가전압	12[V]	정격속도	3000[rpm]
영구자석 재질	Ferrite	전류자속밀도	0.24[T]
적층길이	12.5[mm]	권선 수	460[turns]



Fig. 2. Driving circuit.

그림 2에는 전동기의 구동회로를 도시하였다. 그림에서 *E* 는 영구자석에 의해 유도되는 전압, *R*은 권선저항 그리고 *L* 은 누설인덕턴스를 나타내며, 앞단의 다이오드는 전류의 역 류를 방지하기 위한 용도로 사용된다. 스위치 *S*,과 *S*₂는 전기 적으로 180°의 펄스를 가지고 있어 계단모양의 고정자 극에 의해 결정된 회전자의 초기 위치를 기준으로 회전자의 위치 가 0°~180°에서는 이 ON 되어 Path A를 따라 A 상이 통전 되 고, 180°~360°에서는 은 OFF 되고 가 ON 되어 Path B를 따라 B 상이 통전 되며 전동기는 운전한다.

III. 등가회로를 이용환 특성해석

그림 2에 제시한 구동회로의 전압방정식은 (1)과 같이 표 현된다.

$$V_{dc} = Ri(t) + L_s \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\lambda_{mag}}{dt} + V_d + V_s$$
(1)

여기서 V_d와 V_s는 각각 다이오드와 스위치 소자의 전압강하 를 나타낸다. 위의 전압방정식을 풀기 위해서는 우측 두 번 째 항의 자기인덕턴스 L_s와 세 번째 항인 영구자석에 의해 유도되는 역기전력, 즉 λ_{mag} 를 알아야만 한다. 따라서 아래 와 같은 과정을 통해 두 파라미터를 산정하였다.

1. 등가회로정수 산정

본 논문의 전동기 형상과 같이 자석을 포함하여 유효공극 이 크게 되면 자로를 예측하기가 비교적 어렵다. 그러므로 정확한 자기인덕턴스 값을 얻기 위하여 정자계 유한요소해 석을 이용하였다. 한 상의 코일에만 일정전류를 흘려주고, (2) 로부터 자기저장에너지 W_{fd} 를 계산하고, 코일에 흐르는 전류 와 자기저장에너지 사이의 관계로부터 (3)을 이용하여 자기 인덕턴스를 산정하였다.

$$W_{fid} = \frac{1}{2} \int \frac{1}{2} B \cdot H dv \tag{2}$$

$$L_s = \frac{2W_{fld}}{i^2} \tag{3}$$



그림 3. 자기등가회로. Fig. 3. Magnetic equivalent circuit.

다음으로, 역기전력을 산정하기 위한 영구자석의 착자방향 과 자기등가회로를 그림 5에 나타내었다. 영구자석의 착자방 향은 착자가 비교적 쉬운 평행방향 착자로써 역기전력 파형 은 정현적인 형태가 되며, 자기등가회로를 이용하여 영구자 석의 착자방향에 따른 역기전력을 산정할 수 있다.

자기등가회로에서 dø, dP는 h 의 변화량 Δh 에 대한 미 소 자속량과 퍼미언스를 나타내고, 총자속량 ø 과 퍼미언스 P는 (4)~(6)과 같이 계산 하였다. 계산된 ø 와 P를 이용 (7)과 같이 공극의 자속량 ø_g 를 구하고, 쇄교자속량 λ_{mag} 및 역기 전력 E_{mag} 을 (8),(9)와 같이 산정하였다.

$$\phi_r = 2 \int_0^h B_r \cdot l_{sl} dh \tag{4}$$

$$P_m = 2 \int_0^h \frac{\mu l_{st}}{2\sqrt{r^2 - h^2}}$$
(5)

$$P_{g} = \frac{P_{g1} + P_{g2}}{P_{g1}P_{g2}}, \left(P_{g1,2} = \frac{\mu A_{g1,2}}{l_{g1,2}}\right)$$
(6)

$$\phi_{g} = \frac{P_{g}}{P_{g} + P_{m}} \bullet \phi_{r} \tag{7}$$

$$\lambda_{mag}(\theta) = -N\phi_g \cos(\theta) \tag{8}$$

$$E_{mag}(\theta) = \frac{d\lambda_{mag}}{dt} = N\phi_g \omega sin\theta = \hat{E}sin\theta$$
(9)

여기서 B_n, μ는 영구자석의 잔류자속밀도, 투자율이며, l_s, l_g 는 적층 및 공극의 길이이며, r은 회전자 반지름, A_g는 공극 단면적이다.

3000rpm에서 계산된 역기전력 파형을 그림 4에 나타내었 다. 이는 전동기 특성에 상당한 영향을 미치므로 영구자석의 착자에 대한 고려가 필요하다.



그림 4. 역기전력 파형.

Fig. 4. Back-EMF waveform at rated speed.



그림 5. 전류 파형. Fig. 5. Current waveform.

2. 전동기 특성해석

앞에서 언급했던 두 파라미터가 결정됨으로써 구동회로의 전압방정식을 라플라스 변환하여 풀 수 있다. (1)의 전압방정 식을 라플라스 변환하면 (10)과 같이 표현되고, 전류를 시간 의 함수로 역변환하면 (11)과 같다. 정격속도 3000rpm에서 계 산된 전류를 그림 5에 도시하였다.

$$\frac{V}{s} = RI(s) + LsI(s) + \frac{\hat{E}\omega}{s^2 + \omega^2} \left(V = V_{dc} - V_d - V_s \right)$$
(10)
$$i(t)$$

$$=\frac{V}{R}(1-e^{-\frac{R}{L}})-\frac{\hat{E}}{L^{2}\omega^{2}+R^{2}}(\omega Le^{-\frac{R}{L}}-\omega Lcos\omega t+Rsin\omega t)$$
(11)

다음으로 전동기의 출력은 위에서 계산된 역기전력과 전 류로부터 (12)을 통해 계산하였고, 손실량은 (13)~(16)과 같이 계산하여 전동기의 전력분포를 그림 6에 나타내었다. 여기서 *P*_{copper}, *P*_{core}, *P*_{switch} 그리고 *P*_{mech}는 각각 동손, 철손, 스위치손 그리고 기계손을 의미한다.

$$P_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T E(t)i(t)dt$$
 (12)

$$P_{copper} = \frac{1}{T} \int_0^T R i^2(t) dt$$
 (13)

$$P_{core} = G_c \times B_c^2 \left\{ \sigma_H \left(\frac{f}{100} \right) + \sigma_E d^2 \left(\frac{f}{100} \right)^2 \right\}$$
(14)

$$P_{switch} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(V_d + V_s \right) i(t) dt$$
(15)

$$P_{mech} = 8D \times (l+15) \times v^2 \times 10^{-4}$$
(16)



그는 0. 에너 그 큰거 선거한고고.

Fig. 6. Power distribution of the analysis medel.

여기서 G_c 는 철심의 중량, B_c 는 철심의 자속밀도, σ_H 는 히스테리시스손 계수, σ_c 는 와전류손 계수, d는 강판두께 [mm] 그리고 f는 주파수를 나타내며, D는 회전자 외경[cm], l은 적층길이[cm] 그리고 v는 주변속도[m/s]를 나타낸다.

위에서 계산된 출력과 각 부분 손실 량으로부터 전동기의 효율을 (17)과 같이 계산하였다.

$$n = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{copper} + P_{core} + P_{switch} + P_{mech}}$$
(17)

위 식을 이용하여 계산된 효율은 정격 속도 3000rpm에서 약 39%로 목표효율 45%에 부족하기 때문에 효율 개선을 위 한 설계의 필요성을 확인하게 되었다.

IV. 효율 개선을 위한 최적 설계

1. 착자방향 변경에 따른 효율 향상

2상 BLDC 전동기의 영구자석을 효율적으로 이용하기 위 해서는 역기전력 파형을 직류 구동전압과 유사한 형태로 만 드는 것이 중요한 문제이다. 역기전력 파형은 영구자석의 착 자방향에 따라 달라지며, 이는 전동기 특성에 상당한 영향을 미치게 된다. 따라서 효율 개선을 위해 영구자석의 착자방향 을 그림 7과 같이 방사방향으로 변경하였다.

계산된 공극의 자속량 ϕ_g 을 이용하여 그림 10의 해석 모 델에 대한 역기전력의 최댓값을 (19)와 같이 산정하였다. 식 에서 κ_E 는 역기전력 상수를 의미한다.



그림 7. 효율 개선을 위한 방사방향 착자. Fig. 7.Magnetization radial direction for efficiency improvement.



그림 8. 역기전력 파형. Fig. 8. Back-EMF waveform.



그림 9. 전류 파형.

Fig. 9. Current waveform.

표 2. 특성비교.

Table 2. Comparison of characteristics.

	평행방향 착자	방사방향 착자
입력	7.2[W]	7.5[W]
출력	2.8[W]	3.2[W]
ब्रे	39[%]	43[%]

$$\tilde{E} = \kappa_E \phi_g \omega \tag{18}$$

역기전력 파형은 $\theta_0 \sim \theta_1$, $\theta_1 \sim \theta_2$ 구간의 누설분을 고려하 여 이상적인 사다리꼴 형태로 가정하였고, 각 구간에서 전류 를 (19)를 통해 계산하였다. 그림 8은 정격속도 3000rpm에서 계산된 전류파형을 나타낸다.

구간 $\theta_0 \leq \omega t \leq \theta_1$:

$$i(t) = \frac{1}{\theta_{1}R^{2}} \left(-(V\theta_{1}R + \hat{E}L)e^{-\frac{R}{L}t} - \hat{E}Rt + V\theta_{1}R + \hat{E}L \right)$$
(19)

구간 $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$:

$$i(t) = \frac{V - \hat{E}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}(t-\theta_1)} \right) + i(\theta_1) e^{-\frac{R}{L}(t-\theta_1)}$$

구간 $\theta_2 \leq \omega t \leq \theta_3$:

$$i(t) = \frac{1}{R^2 (\theta_3 - \theta_2)} (VR(\theta_3 - \theta_2) - \hat{E}R(\theta_3 - \theta_2) - \hat{E}L + \hat{E}Rt$$
$$+ (R^2 i(\theta_2)(\theta_3 - \theta_2) - RV(\theta_3 - \theta_2))e^{-\frac{R}{L}(t - \theta_2)}$$
$$+ (\hat{E}R(\theta_3 - \theta_2) + \hat{E}L)e^{-\frac{R}{L}(t - \theta_2)})$$

앞에서 평행방향 착자 모델에 대해 계산했던 것과 마찬가 지로 출력과 각 부분 손실량을 구하였고, 영구자석의 착자방 향에 따른 전동기 특성을 비교하여 표 2에 제시하였다.

영구자석의 착자방향이 방사방향일 때 역기전력 파형은 직류 구동전압과 유사한 형태가 되어 자속을 효율적으로 이 용할 수 있게 되므로 역기전력과 전류의 곱으로써 계산된 출 력은 증가하게 된다. 그 결과, 평행방향 착자일 때와 비교하 여 효율이 약 4% 증가하였으나 목표효율 45%에는 여전히 만족하지 못함을 확인하였다.

2. 해석적 방법을 이용한 사전 최적 설계

최적화 과정에 앞서 넓은 설계변수 영역을 축소하기 위해



그림 10. 출력 분포도.

Fig. 10. Output power distribution.



그림 11. 효율 분포도.

Fig. 11. Efficiency distribution.

표 3. 해석 결과 비교. Table 3.Comparison of analysis results.

	해석적 방법	FEA
턴수	420[turn]	
적층길이	15[mm]	
입력	6.6[W]	6.3[W]
출력	3[W]	2.7[W]
ब्रह	45.2[%]	42.2[%]

해석적 방법을 적용하였으며, 설계변수 영역이 축소함에 따 라 통계적 방법 적용 시 실험횟수가 현저히 감소하게 되므로 시간을 절약할 수 있다. 방사방향 착자 모델을 대상으로 하 여 손실 감소가 가능한 설계변수로써 코일의 턴 수와 적층 길이를 선택하였다. 해석적 방법을 통해 설계변수 최적화에 따른 출력과 효율의 분포를 그림 10과 11에 나타내었다.

이 중에서 정격출력 3W를 만족하며 효율이 45%인 점을 선택하여 그림 11에 표시하였다. 물론 3W를 만족하며, 45% 이상의 효율을 예측하는 점을 선택할 수도 있었으나 효율이 높아지면 높아질수록 적층 길이가 증가하게 되고, 이는 철심 의 증가로 가격이 상승함을 의미하므로 목표효율 이상의 효 율 개선은 적절치 못한다고 판단하였다. 결정된 설계점에 대 해 FEA를 수행하였으며, 해석적 방법과 FEA 결과를 비교하 여 표 3에 제시하였다. 표 3에서 볼 수 있듯이 입·출력에서 오차가 발생하며, 이는 수치해석상 오차에 기인한다.

표 4. 설계변수의 수준.

Table 4. Level of design variables.

2	널계변수	-1	0	1
X1	turns	300	335	370
X2	Stack length	19[mm]	21[mm]	23[mm]



그림 12. 면중심 중심합성계획.

Fig. 12. Faced centered-central composite design.

3. FEA와 통계적 방법을 이용한 최적화

본 논문에서는 2상 BLDC 전동기의 효율 최적화 방법으로 통계적 방법인 RSM을 이용하였다. 사전 설계로부터 해석적 방법과 FEA 결과 사이에는 오차가 있음을 확인하였고, 이를 보완하여 좀 더 정확한 설계점을 찾기 위해 RSM을 적용하 였다. 먼저, 오차를 고려하여 표 1과 같이 설계변수의 수준을 정하였으며, 그림 12에 도시된 면 중심 중심합성계획(CCD: Central Composite Design)을 사용하여 9개의 실험점에 대한 목 적함수를 FEA를 통해 얻어내었다.

9개의 실험 점으로부터 추정된 2차 회귀식은 (20)과 같으 며, 추정된 회귀식이 실제로 목적함수와 설계변수의 관계를 얼마나 잘 설명하는지를 파악하기 위하여 분산분석을 수행 하였다. 총변동(SST)은 회귀식으로 설명되는 변동(SSR)과 설 명되지 않은 변동(SSE)으로 나뉘어지며, (21)~(23)으로써 계산 되고, (24)를 이용하여 적합성을 판단한 결과 약 92.8%를 나 타내었다.

$$\hat{y} = -623.66 - 0.0017 x_1^2 - 0.39 x_2^2 + 2.08 x_1 + 32.42 x_2 - 0.05 x_1 x_2$$
(20)

$$SST = \sum_{i=1}^{N} \left(y_i - \overline{y} \right)^2 \tag{21}$$

$$SSR = \sum_{i=1}^{N} \left(\hat{y}_i - \overline{y} \right)^2 \tag{22}$$

$$SSE = \sum_{i=1}^{N} (y_i - \hat{y})^2 = SST - SSR$$
 (23)

$$R^{2}_{adj} = 1 - \frac{SSE/(n-p-1)}{SST/(n-1)} = 1 - \frac{n-1}{n-p-1}(1-R^{2})$$
(24)

여기서 y_i , \bar{y} , \hat{y}_i 는 각각 관측값, 평균값, 추정값이고, n은 총 실험 횟수, p는 설계변수의 개수이다.

그림 13과 14는 RSM을 이용하여 분석한 설계변수에 따른 출력과 효율의 분포를 나타내며, 정격출력과 목표효율을 만 족하는 최적점을 그림 14에 표시하였다.



그림 13. 출력 분포도.

Fig. 13. Output power distribution.



그림 14. 효율 분포도.

Fig. 14. Efficiency distribution.

표 5. RSM과 FEA 결과 비교.

Table 5. Comparison of RSM and FEA results.

	RSM	FEA
턴수	342[turn]	
적층길이	19.2[mm]	
출력	3[W]	3[W]
효율	45[%]	42.3[%]



그림 15. 역기전력 파형. Fig. 15. Back-EMF waveform.

표 5는 RSM과 FEA 결과를 비교하여 나타낸다. RSM을 통 해 정격출력에서 예측된 효율은 45%이고, FEA는 45.3%로 두 결과가 거의 유사함을 알 수 있다. 또한, 출력도 예측했던 값 과 같으므로 해석적 방법에서 발생했던 수치해석상의 오차 를 보완하여 설계의 정밀도가 향상됨을 확인하였다.



그림 16. 전류 파형.

Fig. 16. Current waveform.



그림 17. 토크 파형.

Fig. 17. Torque waveform.

그림 15~17은 FEA을 이용한 최적 설계안의 역기전력, 전 류 그리고 토크 파형을 각각 나타낸다. 그림에서 불 수 있듯 이 역기전력 파형은 앞에서 자기등가회로를 이용하여 예측 한 바와 같이 직류 구동전압에 가까운 사다리꼴 형태로 확인 되었으며, 전류 및 토크 또한 예측했던 것과 유사한 파형을 얻게 되었다.

4. 기동의 안정성 검토

코깅토크는 회전자의 영구자석과 공극의 변화에 의해 발 생하며 코깅토크 분석을 통해 기동의 안정성을 확인할 수 있 다. 그림 18은 최적 설계안에 대한 코깅토크를 나타낸다.

그림에서 볼 수 있듯이 코깅토크의 값이 0이 되는 점을 몇 군데가 존재하며, 이는 전동기가 여자 되기 전에 회전자가 정지하는 위치를 의미한다. 현재 해석모델에서 회전자의 초 기 위치인 0° 이외의 다른 위치들은 여자 시 문제가 되지 않 지만, 초기 위치에서는 코깅토크의 값이 0이 되어 기동이 불 가능하므로 최적 설계안에 대한 안정성 확보를 위해 그림 19









그림 19. 비대칭 고정자 극 형상.

Fig. 19. Shape of asymmetric stator poles.



그림 20. 개선된 코깅토크. Fig. 20. Improved cogging torque waveform.

와 같이 비대칭 고정자 극 형상을 제시하였다.

고정자 극을 비대칭으로 설계함으로써 초기위치에서 코깅 토크의 크기가 최대 점에 가까운 것을 그림 20으로부터 알 수 있다. 이는 회전자가 초기 위치에서 정지해 있을 수 없음 을 나타내며 기동에 문제가 되지 않음을 의미한다.

V. 결론

본 논문에서는 해석적 방법과 통계적 방법을 이용한 3W급 팬 구동용 2상 BLDC 전동기의 효율 개선 설계 방안을 제안 하였다. 전동기의 구조와 구동회로의 특성을 고려할 수 있는 해석 및 설계방법을 수립하여 역기전력, 전류, 출력 그리고 효율 등의 특성을 예측 가능하게 되었다. 수립된 해석적 방 법을 통해 영구자석의 평행방향과 방사방향 착자에 대해 비 교 분석하여 착자방향이 전동기 특성에 미치는 영향을 확인 하였고, 착자방향을 방사방향으로 함으로써 약 4% 정도의 효율 개선이 확인되었으나 목표효율 45%에 만족하는 값을 얻지 못하였다. 따라서 추가적인 효율 개선을 위해 효율에 미치는 영향이 큰 변수인 권선의 턴 수와 적층 길이를 설계 변수로 선택하여 해석적 방법과 통계적 방법을 순차적으로 적용하였다. 그 결과, 정격출력 3W와 목표효율 45%를 만족 하는 최적 설계안을 결정하였으며, FEA를 통해 검증하였다. 해석적 방법을 통해 축소된 설계변수 영역에서 FEA를 기반 으로 반응표면법을 적용하여 해석적 방법의 오차를 보완함 으로써 해석의 정밀도가 향상하였다. 마지막으로 결정된 최 적 설계안에 대해 코깅토크를 분석함으로써 초기 기동의 안 정성 또한 확보할 수 있었다.

- TJE Miller, "Design of brushless permanent magnet motors," Clarendon Press. Oxford, 1994.
- [2] S. C. Park, T. H. Yoon, B. I. Kwon, and Y. S. Jin, "Finite element analysis of a two-phase brushless DC motor," *Proc. of Small Motor International Conference*, pp. 305-308, 1999.
- [3] J. H. Song, D. K. Kim, Y. J. Lee, and B. T. Kim, "Analysis and efficiency optimization of a single-phase BLDC motor using magnetic equivalent circuit and response surface methodology," *Proc. of International Conference on Electrical Machine and Systems*, pp. 1153-1158, 2010.
- [4] J. H. Song, J. K. Lee, B. T. Kim, "Analysis and design of singlephase BLDC motor according to the magnetization directions of the permanent magnet", *KIEE Proceedings of autumn conference on Electric Machine and Energy Conversion Society*, pp. 297-299, 2010.
- [5] 임용빈, 박성현, 안병진, 김영일, "실용적인 실험계획법 design-expert 7 & minitab 활용," 자유아카데미, 2008.
- [6] J. T. Li, Z. J. Liu, M. A. Jabber, and X. K. Gao, "Design optimization for cogging torque minimization using response surface methodology," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 1176-1179, Mar. 2004.

[7] B.-I. Kwon, "Novel topology of unequal air gap in a singlephase brushless DC motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 5, pp. 3723-3726, Sep. 2001.



송 정 현

2009년 군산대 전기전자 제어공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기전자제어공 학과 졸업(석사). 현재 ㈜LG전자 AE연 구소.



김 병 택

1994년 한양대 전공 학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001 년 동대학원 전기공학과졸업(공박). 2001년~2002년 삼성전기 종합 연구소 CAE팀 선임연구원. 2002년~2005 년 LG 전자 DA연구소 요소기술그룹 책임 연

구원. 2005년~현재 국립군산대학교 전기공학과 부교수. 관심 분야는 전기기기 설계 및 제어